LAS ANTENAS

- PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO
- ANTENAS DE EMISION Y DE RECEPCION
- ANTENAS DIRIGIDAS
- ANTENAS PARA ESTACIONES MOVILES
- ANTENAS DE FERRITA
- MEDIDAS DE ANTENAS
- APARATOS DE MEDIDAS PARA AJUSTE



PARANINFO

R. BRAULT
R. PIAT

Las Antenas

R. Brault

R. Piat

Las Antenas



TERCERA EDICIÓN

1998



Magallanes, 25; 28015 Madrid ESPAÑA
Teléfono: 4463350 Fax: 4456218
(itesparaninfo.pedidos@mad.servicom.es)

Para más información:

ITE/LATIN AMERICA
Séneca, 53
Colonia Polanco
11560 México D.F. México
Tel: 525-281-2906 Fax: 525-281-2656
(ewinter @mail.internet.com.mx)

Puerto Rico/Caribbean/Venezuela
Michael Rabell, Senior Sales Rep.
268 Muñoz Rivera Ave,
Suite 510, 5th Floor
Hato Rey, PR 00918
Tel: 787 758 7580 Fax: 787 758 7573
(102154.1127 @compuserve.com)

Brasil/Argentina/Chile/Uruguay
Luis Devore
Llano Subercaseaux, 3833/Depto. 202
San Miguel, Santiago, Chile
Tel/Fax: 56 255 5 9751
(idevore @ibm.net)

INTERNATIONAL THOMSON PUBLISHING
One Main Street, 6th Floor
Cambridge, MA 02142
Tel: 617 528 3104 Fax: 617 423 43 25

Traducido por: JAIME MASFARRE MARTÍNEZ

Título original:
Les antennes par R. Brault y R. Piat, publicado por
Editions Techniques et Scientifiques Francaises

Impreso en España
Printed in Spain

ISBN: 2-85535-149-9 (edición francesa)
ISBN: 84-283-1835-2 (edición española)

Depósito Legal: M-10.558-1998

(031/57/27)

Gráficas ROGAR, Polígono Industrial Alparrache - Navalcarnero (Madrid)

Indice de materias

I

Capítulo 3

EL RAMAL RADIANTE

I

Capítulo 4

REACCION MUTUA ENTRE ANTENAS SINTONIZADAS

Capítulo 5

DIAGRAMAS DE RADIACION

Capítulo 6

LAS ANTENAS DIRECTIVAS

I

Capítulo 7

ANTENAS PARA ESTACIONES MOVILES

Capítulo 8

MEDIDAS A EFECTUAR EN EL REGLAJE DE LAS ANTENAS

Capítulo 9

ACOPLAMIENTO DE LA ANTENA AL EMISOR

Capítulo 10

PERDIDAS EN LAS ANTENAS

Capítulo 11

SOLUCIONES MECANICAS AL PROBLEMA DE LAS ANTENAS GIRATORIAS U ORIENTABLES

Capítulo 12

CUADROS Y ANTENAS DE FERRITA

ANEXOS

Prefacio

Esta obra, la primera en Francia que trata de "las antenas", ha llegado a su duodécima edición, y su éxito no ha quedado nunca desmentido, pues siempre ha dado a conocer a sus lectores las últimas novedades, gracias a una puesta al día en cada nueva reimpresión. Estamos seguros de que esta edición española tendrá igual acogida.

Hemos tenido la constante preocupación de poner al alcance de todos, los grandes principios que rigen el funcionamiento de las antenas, y de permitir a nuestros lectores realizar y poner a punto los numerosos dispositivos que aquí están descritos, gracias a un estudio detallado de estos dispositivos y a numerosas puestas en práctica, fruto de una larga experiencia.

Las primeras ediciones incluían un capítulo referente a las antenas destinadas a la recepción de las emisiones de televisión. Lo hemos suprimido, pues en el momento actual se encuentran en el comercio antenas eficaces y de un precio suficientemente accesible para desanimar a un aficionado que pensase en su propia construcción. Por otra parte, por estar regidas las antenas de T.V. por los mismos principios, los aficionados de DX T.V. podrán adaptar los sistemas de antenas descritos a este tipo particular de recepción.

Pensamos que esta nueva edición, verdadera enciclopedia de las "antenas", continuará, como las precedentes, colmando los deseos de los aficionados emisores y receptores, permitiéndoles mejorar sus prestaciones, y a satisfacer las necesidades de los profesionales completando sus conocimientos en este ámbito particular de las antenas.

Robert PIAT – Raymond BRAULT

Nota: Esta obra se ha editado también en lengua portuguesa bajo el título "Manual das antenas" (Colección "Manuais Técnicos" – Editorial Presenca/Martin Fontes).

Abreviaturas utilizadas en esta obra

V: tensión en voltio.
I: Intensidad de la corriente en amperios. (Para simplificar, se utilizará a menudo "corriente" en lugar de "intensidad de la corriente".)
R: resistencia óhmica en ohmios.
Z: impedancia.
L: autoinductancia.
C: capacidad.
M: (mega) = 1.000.000.
k: (kilo) = 1.000; kΩ = 1.000 ohmios; kHz = kilohertzios.
p: (pico) = 10^{-12}.
m: (mili) = 1/1.000.
F: faradios.
Ω: ohmios.
A: amperios.
V: voltios.
H: henrios.
MΩ: megaohmios.
pF: picofaradios.
MHz: megahertzios.
HF: alta frecuencia.
dB: decibelios.
ROS: relación o tasa (T.O.S.) de ondas estacionarias.
TBF: muy bajas frecuencias 0 a 30 kHz.
BF: bajas frecuencias 30 a 300 kHz.
MF: medias frecuencias 300 kHz a 3 MHz.
HF: altas frecuencias 3 MHz a 30 MHz.
VHF o THF: muy altas frecuencias 30 MHz a 300 MHz.
UHF: ultrafrecuencias 300 MHz a 3.000 MHz.
SHF: superaltas frecuencias 3.000 MHz a 30.000 MHz.

Se trata aquí de frecuencias destinadas a las transmisiones radioléctricas (según convenios internacionales).

Capítulo 1

La propagación de las ondas

Las ondas utilizadas en radio se propagan a la velocidad de la luz, o sea a 300.000 km por segundo, creando, en un sitio dado, una energía que varía constantemente, disminuyendo o creciendo con una cierta frecuencia.

Estas ondas, como las ondas luminosas, pueden reflejarse o refractarse. La reflexión puede producirse, bien sea sobre las capas ionizadas de la atmósfera, o bien sobre objetos que presentan una diferencia de constante dieléctrica respecto al medio circundante.

En los radares, las ondas de muy alta frecuencia (de 300 a 30.000 MHz) se reflejan en los obstáculos, tales como árboles, edificios, aviones, barcos, etc.

Las ondas de menores frecuencias contornean estos obstáculos (ondas largas). Al igual que con los rayos luminosos, puede producirse una refracción, es decir, en lugar de propagarse en línea recta, las ondas forman codo en el sitio en que existe una separación entre dos medios de constantes dieléctricas diferentes.

La dirección de la onda reflejada depende del ángulo con el que la onda incidente ataca las capas ionizadas. La comparación con los espejos permite darse una idea de lo que ocurre.

Así pues, cuando un haz de ondas encuentra las capas ionizadas, hay reflexión o refracción según sea el valor del ángulo de incidencia. En el primer caso, la onda vuelve al suelo; en el segundo caso no puede volver a él, a no ser que se refleje seguidamente en una capa conductora más elevada.

Las ondas sólo vuelven al suelo a partir de un cierto ángulo de incidencia (en el que se produce la reflexión); se comprende que una parte del espacio no queda tocada por ellas.

Parece que las ondas dan un salto antes de volver a caer. Es lo que los angloamericanos llaman "skip distance" o "skip", que se traduce por "salto". La distancia del emisor a la región más cercana al mismo que comienza a recibir

las ondas reflejadas está limitada por una zona de silencio, deducción hecha de una pequeña zona cubierta por la onda de suelo (fig. 1.1).

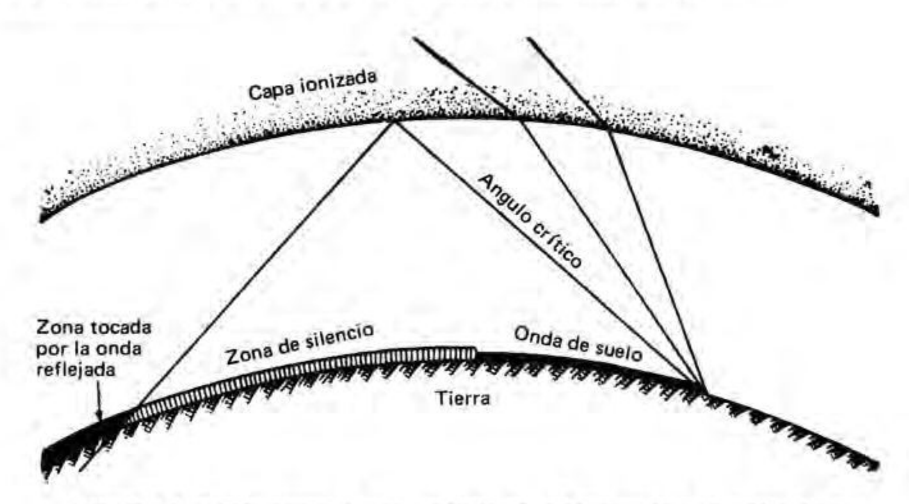


Figura 1.1. *Representación esquemática de la propagación en ondas cortas*

Esta zona de silencio varía con la ionización de la alta atmósfera que, a su vez, es función de la hora del día y de la estación del año.

Por lo demás, se está actualmente en condiciones de prever las horas en las que será posible alcanzar uno u otro país empleando una u otra frecuencia.

Estas predicciones de propagación no son ignoradas por los que experimentan con las posibilidades de ciertas frecuencias muy altas, todavía mal conocidas.

Se ve que, para que haya reflexión, es preciso que el ángulo con el que se hace la radiación sea poco inclinado respecto al horizonte. Esto explica que se alcance el DX por una radiación cercana al horizonte. Esta radiación es favorecida por las antenas de varios elementos en un plano horizontal. (Véase el capítulo V.) (DX: enlace radio a gran distancia).

Se comprende también que la radiación horizontal de una antena bien despejada no es absorbida por los obstáculos que la rodean.

Propagación de las ondas en VHF y UHF

Desde hace muchos años, los apasionados por la investigación se han dirigido hacia las bandas de VHF y UHF de 144 MHz, 432 MHz, 1.296 MHz, etc. que la reglamentación en vigor les permite utilizar en sus ensayos. Paralelamente, la transmisión de las imágenes, que exige bandas de frecuencias de varios megahertzios, sólo podía realizarse en frecuencias grandes con relación a la anchura de banda necesaria y ha habido que recurrir a las mismas VHF y UHF cuyo

espectro se ha dividido en canales designados por números de orden tanto más elevados cuanto más alta es la propia frecuencia. Estas ondas se propagan del mismo modo que la luz, o sea en línea recta, y son detenidas por los obstáculos o reflejadas por ellos. Este modo de propagación, además de limitar la zona barrida por un emisor, obliga a captar las ondas en el sitio más despejado de obstáculos, es decir, sobre el tejado. El soplo, oído como fondo sonoro en la escucha de una emisión recibida en malas condiciones, se traduce, para una imagen, en la aparición de pequeñas manchas brillantes que quitan toda limpieza a la imagen e impiden apreciar los detalles. La relación señal-ruido puede ser mejorada por una buena instalación de antena y por un perfeccionamiento de los pasos de entrada de los receptores y de los circuitos asociados a los mismos. La antena puede desempeñar siempre un papel considerable en la mejora de los resultados, especialmente a gran distancia del emisor o en una zona de muchos parásitos.

Las antenas de elementos parásitos son casi universalmente empleadas.

Los modelos son muy variados. Hay, en efecto, muchos parámetros sobre los que se puede actuar: número de elementos parásitos, longitud de estos elementos, separación entre elementos, modo de adaptación de impedancia; en definitiva, la concepción de la antena depende de los resultados que se quieran obtener de ella. Una banda más ancha irá acompañada de una caída de la ganancia; una mejor relación de ganancia adelante-ganancia atrás necesitará un dispositivo diferente de aquél por el que el máximo de ganancia adelante es el objetivo a alcanzar. Por supuesto, cada constructor ha encontrado la mejor solución, aunque ésta sea diferente de la de sus concurrentes. No se ha de dejar de pensar que, por ser el número de combinaciones extremadamente grande, varias soluciones pueden conducir a un idéntico resultado. Sin embargo, medidas de laboratorio o incluso de recepción real no prueban de ningún modo que las antenas de rendimientos aparentemente iguales darían los mismos resultados si fueran ensayadas en el mismo emplazamiento. Hemos podido observar que una antena particularmente original y, sin embargo, objeto de mala prensa, daba resultados equivalentes a los de una antena de 9 elementos, de marca acreditada, en lugares bien despejados de obstáculos circundantes, en tanto que resultaba lamentable en zonas obstruidas por estorbos mientras la otra conservaba casi completas sus prestaciones.

ZONA DE RECEPCION EN ONDA DIRECTA

La Figura 1.2 nos muestra la zona cubierta por un emisor por radiación directa.

De modo general, si se llama R al radio de la Tierra y h a la altura de la antena, la distancia de la antena al punto en el que la radiación es tangente a la tierra es

$$d = \sqrt{(R + h)^2 - R^2} = 2Rh + h^2$$

Se puede despreciar h^2 frente a 2Rh, y calculando 2R se halla d = 113h km.



Figura 1.2.

h representa la diferencia de altura entre la antena y el punto considerado.

Sin embargo, se puede obtener una recepción correcta más allá de esta distancia, pues la antena de recepción está a una altura del orden de 10 a 20 m, lo cual hace retroceder el límite una quincena de kilómetros; por otra parte, existe una

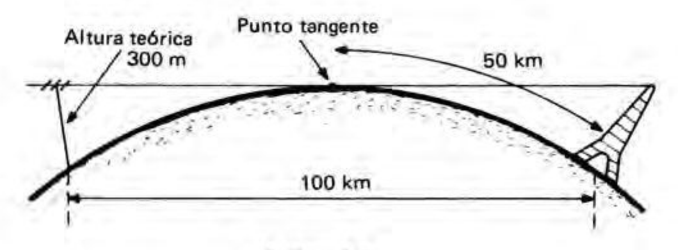


Figura 1.3.

zona de penumbra, si así puede llamarse, en la que es posible la recepción en condiciones satisfactorias (Fig. 1.4). Un obstáculo elevado y más cercano puede comprometer toda recepción, incluso en una zona de radio inferior a *d,* en las zonas montañosas en las que son frecuentes estos obstáculos.

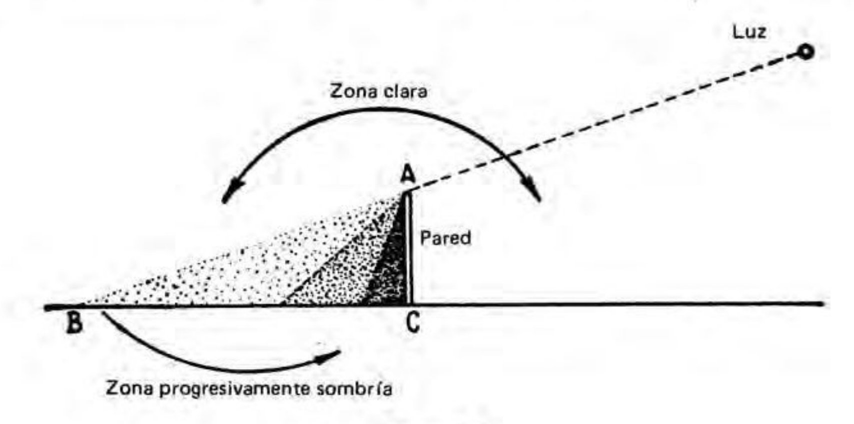


Figura 1.4

A veces, reflexiones en obstáculos despejados pueden permitir una recepción correcta en regiones en las que la radiación directa está interceptada.

La intensidad de la recepción en un lugar determinado depende del campo que allí se pueda medir y que se expresa en voltios por metro de elemento receptor. Siendo el voltio una unidad demasiado grande, se utiliza el mV, o incluso el μV por metro. Del valor de este campo depende la relación señal-ruido. En las proximidades del emisor, el campo es superior a 100 mV/m y la relación señal-ruido es superior a 40 dB. A corta distancia el campo disminuye de 100 m/Vm a 5 mV/m; a media distancia, baja hasta 500 μV. Finalmente, a larga distancia puede descender a 50 μV. No se puede obtener prácticamente una buena recepción si el campo no es superior a 100 μV/m; en estas condiciones, la relación señal ruido se mantiene superior a 10 dB y el soplo no es apenas molesto. Estas observaciones se refieren, por supuesto, a la recepción de la televisión.



Figura 1.5. *Obstáculo que impide la visión directa: mala recepción.*

Las comunicaciones entre estaciones de aficionados tienen exigencias mucho más modestas y hay que reconocer que los progresos debidos a la aparición de transistores muy adaptados realmente al trabajo en VHF y UHF permiten sensibilidades útiles inferiores al microvoltio. Como el campo está expresado en voltios por metro, se comprende que, a igual campo, la tensión recibida por una antena de media onda será tanto mayor cuanto más larga sea la propia media onda y, por tanto, cuanto más baja sea la frecuencia. Es por esto por lo que en

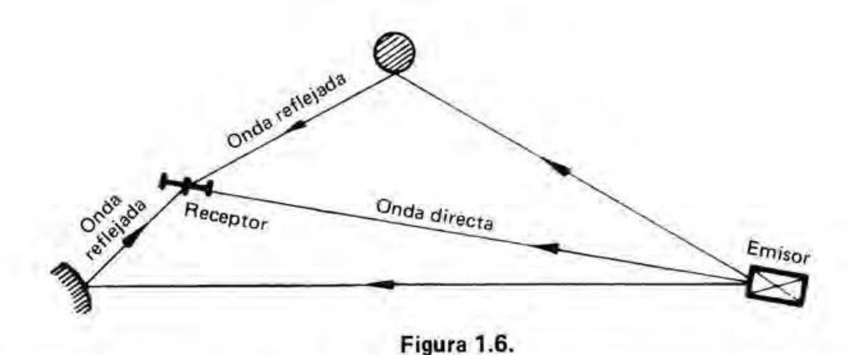


Figura 1.6.

la banda 3 las antenas tienen un número de elementos mucho mayor, para igual calidad de recepción, que las antenas de la banda 1 en las que los elementos son mucho más largos.

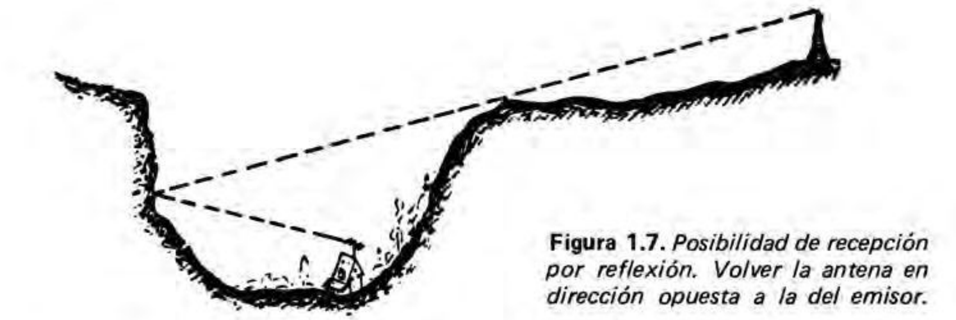


Figura 1.7. *Posibilidad de recepción por reflexión. Volver la antena en dirección opuesta a la del emisor.*

Por lo demás, la tensión inducida por la antena no es la que recibe el receptor, pues, como todo generador que se respete, la antena suministra su energía con un rendimiento del 50% cuando su impedancia es igual a la de la utilización. La otra mitad es radiada de nuevo y puede perturbar el funcionamiento de una antena cercana.

Mencionemos finalmente las propagaciones excepcionales debidas a reflexiones en capas de la atmósfera media, que permiten recepciones en VHF y UHF que alcanzan 1.000 km y más, cualquiera que sea el despeje de la antena. Generalmente están localizadas entre julio y diciembre.

Capítulo 2

Las antenas

GENERALIDADES

La antena es un dispositivo que, alimentado con energía de alta frecuencia, radia esta energía al espacio en forma de ondas electromagnéticas (antena de emisión) o que, situado en un campo de ondas electromagnéticas, se hace sede de energía de alta frecuencia (antena de recepción).

Un dispositivo llamado "feeder" permite enlazar el emisor o el receptor con la antena. Sirve para alimentar la antena con energía de alta frecuencia producida por el emisor, o alimentar el receptor con energía de alta frecuencia captada por la antena. No hay ninguna diferencia de principio entre la antena de emisión y la antena de recepción; sólo difiere la utilización.

Resistencia de radiación

Una antena está caracterizada por su resistencia de radiación; es la resistencia que, alimentada por la misma energía que es radiada por la antena, sería atravesada por la misma corriente (es evidentemente una resistencia ficticia). Así, si en un punto de una antena que radia 100 vatios de energía de alta frecuencia, la corriente de alta frecuencia es de 1 amperio, la resistencia de radiación en este punto particular de la antena será

$$R = \frac{100}{I^2} = 100\ \Omega$$

Es sabido que la potencia W disipada en una resistencia R es igual a RI^2 siendo I la corriente que atraviesa la resistencia).

Como ya se verá, la corriente varía continuamente a lo largo de la antena, y así la resistencia de radiación no es la misma en cada punto de la antena.

2

Para tener una base de comparación, se define como resistencia de radiación la resistencia en el punto de máxima corriente llamado vientre de corriente o de intensidad. Es, en general, en este sitio en el que se hará la conexión al "feeder".

La alimentación de una antena se rige por la misma ley general que dice que para que un generador dé su potencia máxima, la resistencia del circuito de utilización ha de ser igual a la resistencia interna del generador.

Se vuelve a encontrar esta ley en electroquímica y en radioelectricidad.

Sólo citaremos como ejemplo el caso bien conocido de la adaptación de la impedancia de un altavoz a la del paso de salida que lo alimenta. Esta adaptación se hace especialmente por intermedio del transformador de salida.

Así pues, para sacar el máximo partido de la antena, habrá que hacer que la antena, el "feeder" y el circuito de salida del emisor o el de entrada del receptor tengan la misma impedancia, siendo la impedancia de la antena la resistencia de radiación antes definida en el punto de unión con el "feeder".

Dependiendo el funcionamiento de las antenas y de los "feeders" de las propiedades de las líneas de transmisión, vamos a hacer una ligera incursión en este tema.

A. — LINEAS DE TRANSMISION

Sólo vamos a hablar aquí de dos tipos de líneas utilizadas corrientemente: la línea de dos conductores paralelos y la línea de dos conductores concéntricos. A la primera la llamaremos *línea de hilos paralelos* y a la segunda *línea coaxial*. Como lo que se dirá para una vale igualmente para la otra, sólo hablaremos de la primera. Una línea de hilos paralelos se compone de dos hilos regularmente separados y tiene dimensiones geométricas bien definidas, a saber: diámetro de los hilos; separación de los hilos, entre los dos ejes; siendo constantes estas cantidades todo a lo largo de la línea. Esta constancia geométrica lleva

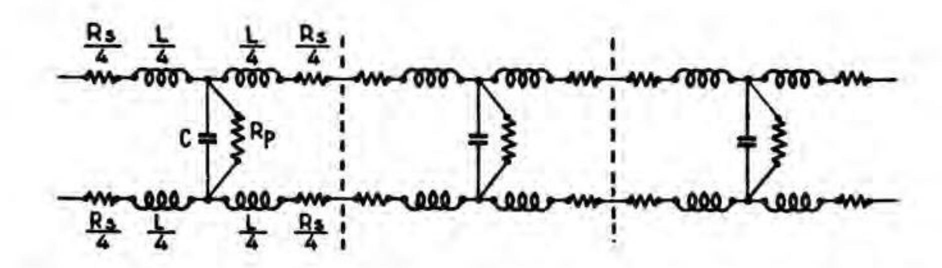


Figura 2.1. *Equivalente eléctrico de una línea de transmisión. L y R_s constituyen la impedancia en serie Z_s. C y R_p constituyen la impedancia en paralelo Z_p. En la práctica, R_s es muy pequeña y R_p muy grande.*

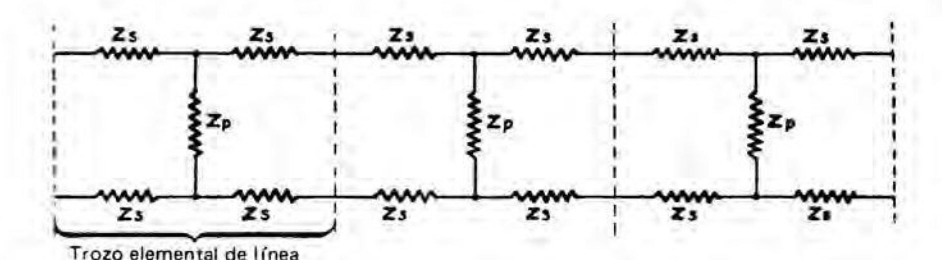


Figura 2.2. *Una línea cualquiera se compone de impedancias en serie Z_s e impedancias en paralelo Z_p.*

consigo igualmente características eléctricas bien definidas que se pueden evaluar por unidad de longitud, por ser la línea perfectamente homogénea (es al menos lo que supondremos y lo que se trata en realidad de realizar).

Se definirá la resistencia óhmica de los conductores R_s, la autoinductancia L, la capacidad C y la resistencia de aislamiento R_p entre los conductores o más bien su inversa $G = 1/R_p$, siendo evaluadas todas estas cantidades por unidad de longitud.

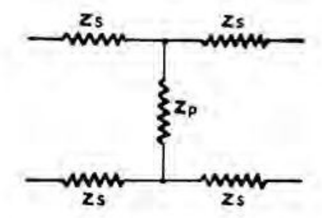


Figura 2.3. *Celda en doble T.*

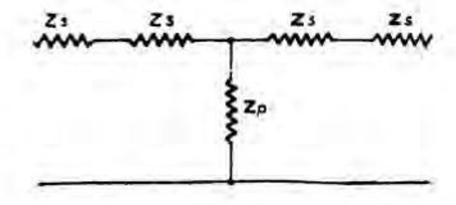


Figura 2.4. *Celda en T equivalente a la doble T de la Figura 2.3.*

Impedancia característica

Esto nos permitirá definir una noción muy importante: la *impedancia característica* de una línea de transmisión, que designaremos por Z_c.

$$Z_c = \sqrt{Z_s \times Z_p}$$

Siendo Z_s la impedancia en serie por unidad de longitud, que es función de R y de L, y siendo Z_p la impedancia en paralelo, función de C y de R_p.

$$Z_s = R + j\omega L$$

$$\text{y: } \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{1/j\omega C} = \frac{1}{R_p} + j\omega C$$

siendo ω igual a $2\pi f$; f = frecuencia de la corriente que recorre la línea, y j es $\sqrt{-1}$ que, sí es imaginaria en álgebra, significa, geométricamente hablando, una rotación de 90°.

No queriendo hacer intervenir nociones matemáticas demasiado arduas, vamos a simplificar seguidamente esta fórmula observando que R es siempre muy pequeña si los conductores están ampliamente dimensionados, que es nuestro caso, y siendo R_p muy grande si el aislamiento es bueno, la conductancia $G = 1/R_p$ es despreciable frente a $j\omega C$, y Z es poco diferente de $1/j\omega C$. Se tiene entonces:

$$Z_c = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

siendo L y C constantes de la línea, Z_c será una constante que depende solamente de L y C, valores que dependen a su vez de la constitución geométrica de la línea. Variando el grueso de los conductores o su disposición recíproca se hará variar la impedancia característica.

Si se alejan uno de otro los dos conductores, la capacidad disminuye y la impedancia característica aumenta.

Habiendo desaparecido el término ω dependiente de la frecuencia, el valor de Z_c es una constante independiente de la frecuencia y asimilable, por tanto, a una *resistencia pura*[1] .

Esto sólo es válido si se puede despreciar R frente a $L\omega$ y G frente a $C\omega$; así, si los términos R y G pueden hacerse pequeños, también pueden serlo $L\omega$ y $C\omega$ si ω lo es, es decir, si la frecuencia es muy baja y, en el límite, si se trata de una corriente casi continua.

Así pues, en las frecuencias muy bajas, Z_c varía con la frecuencia. No consideraremos este caso, ya que las frecuencias que trataremos serán muy elevadas y la simplificación contemplada será en este caso perfectamente correcta.

Línea de longitud infinita

Si se aplica una tensión a la entrada de una línea, debido a las autoinducciones y capacidades repartidas a lo largo de la línea, la corriente no se establecerá

[1] Precisemos la noción de resistencia pura. Habitualmente una resistencia es un órgano que, recorrido por una corriente I, presenta en sus bornes una diferencia de potencial $V = RI$ y disipa en calor una potencia igual a RI^2 o V^2/R. Si se alimenta con corriente alterna, V e I serán los valores eficaces y en la resistencia la corriente estará en fase con la tensión.

Si se exceptúan los aparatos de calefacción eléctrica, la potencia disipada en una resistencia se pierde, y se trata de reducir al mínimo la resistencia para minimizar las pérdidas que ocasiona. Esta resistencia es la que se llama resistencia óhmica.

Supongamos una resistencia que tuviera las ventajas de una resistencia óhmica sin tener sus inconvenientes, es decir, una resistencia ficticia tal, que la corriente y la tensión estén en fase en ella, pero que no disipe la energía en calor, sino en una forma utilizable, por ejemplo en radiación, en energía mecánica, en energía sonora o en energía luminosa; esta resistencia sería lo que se llama una *resistencia pura.*

instantáneamente a causa de las constantes de tiempo, no será infinita como en una línea de resistencia óhmica despreciable sino que alcanzará un valor finito, y si la línea tiene una longitud infinita, el retraso dado por cada elemento de autoinducción y de capacidad en la propagación de la corriente a lo largo de la línea hará que el extremo de la línea no sea nunca alcanzado, y así la corriente recorrerá la línea en un solo sentido.

Esta observación nos muestra que la corriente, en la línea que se supone recorrida en un solo sentido, no dependerá de la resistencia óhmica de la línea, sino de la impedancia, función de L y C, que hemos llamado *impedancia característica* de la línea.

Línea de longitud finita

Si se desprecian R y G, se puede representar la línea de hilos paralelos como formada por una sucesión de autoinducciones elementales en serie, shuntadas por capacidades elementales. Será asimilable a una serie de celdas de filtros en T, por ejemplo, cuyas impedancias en serie serían inductivas y las impedancias en paralelo capacitivas (véanse las Figuras 2.1, 2.2, 2.3 y 2.4).

Estas celdas de filtros en T presentan todas la misma impedancia, y cada celda sirve de caga a la que la precede. Si en lugar de añadir otra celda se añade una impedancia equivalente y asimilable a una resistencia pura, el funcionamiento de la línea no quedará modificado y se habrá conseguido dar a una línea de longitud finita las mismas propiedades que las de la línea infinita. La corriente se propagará siempre en el mismo sentido. Se ve, pues, que la utilización correcta de una línea para la transmisión de energía de alta frecuencia exige que esta línea forme anillo sobre una impedancia igual a su impedancia característica.

Velocidad de propagación en una línea

En una línea aislada en el aire, la velocidad de propagación de la corriente es igual a la de la luz; pero si se interpone un aislante entre los dos conductores de la línea, la capacidad aumenta y frena la velocidad de propagación, que queda así disminuida en la relación $1/\sqrt{\epsilon}$, siendo ϵ la constante dieléctrica del aislante. Si se llama V_1 a la velocidad de la luz igual a 300.000 km por segundo, la velocidad V de propagación en una línea aislada con poliestireno de constante dieléctrica 2,5 será:

$$V = \frac{V_1}{\sqrt{2,5}} = 0,63\ V_1$$

La longitud de onda de la corriente de alta frecuencia, que es igual a $\lambda = V_1/f$, siendo f la frecuencia de la corriente en Hz, será en esta línea $\lambda = 0,63\ V_1/f$. Con el politeno de $\epsilon = 2,3$ la longitud de onda será $\lambda = 0,66\ V_1/f$.

No hay que dejar de tener en cuenta este hecho cuando se mide una longitud de onda o una fracción de longitud de onda de línea.

2

Línea abierta

Si cortamos pura y simplemente una línea, obtenemos lo que se llama una *línea abierta.* En el extremo de esta línea cortada, la impedancia es infinita, la corriente es nula y, por tanto, no se puede utilizar en él ninguna energía. ¿Qué va a pasar entonces? La energía que se dirige hacia este extremo cortado va a alcanzarlo, pero como no puede ser utilizada en él, no tiene más remedio que desandar el camino. Al regresar va a encontrarse con la energía que continúa dirigiéndose hacia el lado abierto de la línea y, según sea la fase de las corrientes de ida y de vuelta, en ciertos puntos de la línea habrá suma de las dos corrientes y en otros puntos anulación por resta. Las dos corrientes, de ida y de vuelta, son iguales, si se desprecian las pérdidas óhmicas. Se sabe que las inductancias y las capacidades puras no consumen ninguna energía porque la corriente está en cuadratura con la tensión. La potencia es VI cos 90° = 0, ya que cos 90° = 0.

Reparto de I y V en la línea abierta

Podemos imaginar fácilmente cómo será el reparto de la tensión y el de la corriente en la línea abierta (fig. 2.4 bis).

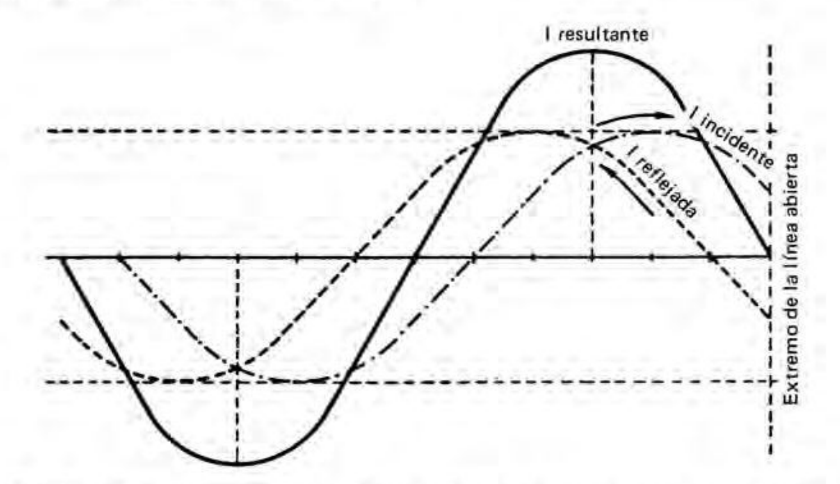


Figura 2.4 bis. *Gráfico que muestra cómo se forman las ondas estacionarias en una línea abierta. En el extremo, las corrientes incidente y reflejada son iguales pero en oposición de fase, porque van en sentido inverso. En el extremo, su suma es nula.*

La impedancia en el extremo es infinita (está el corte); por tanto, la tensión en él es máxima y la corriente nula; en este extremo hay lo que se llama un vientre (máximo) de tensión y un nodo (mínimo) de corriente.

La longitud de onda representa el camino recorrido durante una oscilación completa. Sabemos que durante una oscilación sinusoidal la corriente parte de

cero, crece durante el primer cuarto de período, vuelve a cero durante el siguiente cuarto de período; al cabo de un semiperíodo ha recobrado su estado primitivo; durante el tercer cuarto de período continúa descendiendo y alcanza el máximo negativo, y después, durante el cuarto 1/4 de período crece para alcanzar de nuevo cero y el proceso continúa, puesto que se ha vuelto a condiciones semejantes a las de partida. Los fenómenos son idénticos si se parte de longitudes de onda en lugar de hablar de períodos.

Hay que observar que en dos puntos separados medio período en tiempo, o media longitud de onda en distancia, las corrientes son iguales en valor absoluto pero de signos contrarios. En el principio, por ejemplo, la corriente es nula, pero creciente; a $1/2\lambda$ la corriente es también nula, pero decreciente.

A 1/4 de λ hay una corriente máxima positiva; a $1/4\lambda + 1/2\lambda$, o sea $3/4\lambda$, una corriente máxima igual, pero negativa, es decir, circulando en el otro sentido. Así, cada media longitud de onda se produce una inversión del sentido de la corriente. Habrá que tener esto en cuenta para la puesta en fase de las antenas, de lo cual se tratará en el curso de esta obra; volveremos a hablar de ello en tiempo oportuno.

Si la corriente es nula en un punto, a una distancia de este punto igual a $\lambda/4$ será máxima; si, por el contrario, la corriente es máxima en un punto, será nula a una distancia de $\lambda/4$ de este punto.

Hechas estas observaciones, volvamos a la línea abierta.

En el extremo hay una corriente nula; por tanto, a una distancia $\lambda/4$ por delante de este extremo la corriente será máxima; a $\lambda/2$ del extremo la corriente será nula; a $3/4\lambda$ será otra vez máxima, pero dirigida en sentido inverso, y a λ será de nuevo nula, y así sucesivamente hasta el generador que alimenta la línea.

En lugar de tener una corriente constante en toda la longitud de la línea como en el caso de una línea infinita o de una línea finita bien adaptada (cerrada sobre $Z = Z_c$), la corriente variará todo a lo largo de la línea según una ley sinusoidal por encima y por debajo de cero.

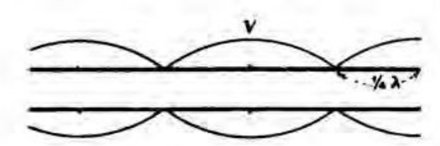


Figura 2.5. *Reparto de la corriente en una línea abierta; corriente medida por un amperímetro de HF.*

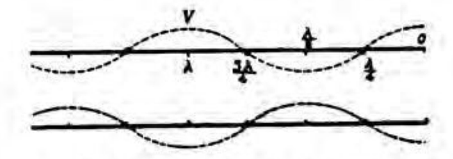


Figura 2.6. *Reparto real de la corriente en una línea abierta.*

La tensión V en el extremo de la línea abierta es máxima; es nula a $\lambda/4$ del extremo. Hay, pues, un decalaje de $\lambda/4$ entre la corriente y la tensión, lo que significa, para emplear un lenguaje correcto, que la corriente y la tensión están

desfasadas 90° (véanse las Figuras 2.7 y 2.8). La potencia en cada punto de la línea es igual a VI cos φ, o sea nula, puesto que $\varphi = 90°$. La línea no consume ninguna energía. Está recorrida por lo que se llama en electrotecnia *energía desvatiada.*

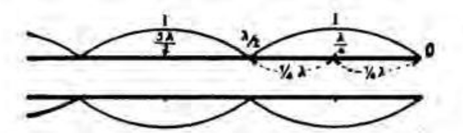


Figura 2.7. *Reparto de la tensión en una línea abierta, sin tener en cuenta los signos.*

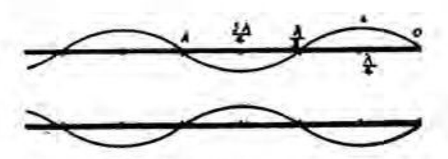


Figura 2.8. *Reparto de la tensión en una línea abierta, teniendo en cuenta los signos.*

Ondas estacionarias

Las ondas parecen fijadas a la línea; la combinación de las ondas de ida y de vuelta equivalen a lo que produciría una onda inmóvil; de ahí el nombre de *ondas estacionarias* que se les ha dado.

Se produce un fenómeno análogo en acústica con las cuerdas vibrantes y los tubos sonoros, presentando éstos últimos una sorprendente analogía con lo que acabamos de decir.

Ondas progresivas

Cuando la línea está adaptada, las ondas progresan sin tropiezo de uno a otro extremo de la línea y son absorbidas enteramente en el extremo por la utilización. Se denomina a estas ondas *ondas progresivas,* por oposición a las ondas estacionarias de las que se ha tratado. Las Figuras 2.9 y 2.10 muestran las fluctuaciones en el tiempo de las ondas progresivas y de las ondas estacionarias.

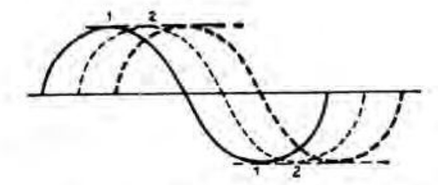


Figura 2.9. *Fluctuaciones de una onda progresiva. La amplitud es constante a todo lo largo de la línea.*

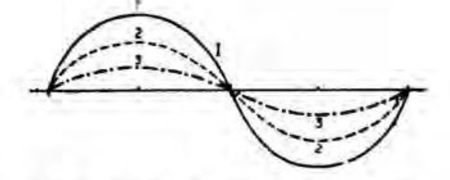


Figura 2.10. *Fluctuaciones de una onda estacionaria. Los máximos de intensidad varían de valor, pero se producen siempre en los mismos sitios.*

Línea cerrada

Otro caso particular interesante es el de la línea cerrada, constituida por una línea que ha sido cortada y se han unido los dos conductores que la constituyen. Hay un cortocircuito en el extremo, y así, la impedancia es nula, la tensión nula y la corriente máxima. En suma, la corriente en la línea cerrada sigue la misma ley que la tensión en la línea abierta y viceversa (véanse las Figuras 2.11 a 2.14). Estos dos casos extremos son de un interés práctico nulo, puesto que una línea está hecha para transportar energía y, tanto en la línea abierta como en la línea cerrada, la energía en el extremo de la línea es nula; sin embargo, no carecen de interés, como veremos más adelante.

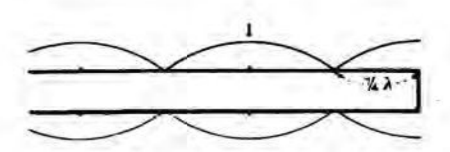


Figura 2.11. *Reparto de la corriente en una línea cerrada; corriente medida por un amperímetro de HF.*

Figura 2.12. *Reparto real de la corriente en una línea cerrada.*

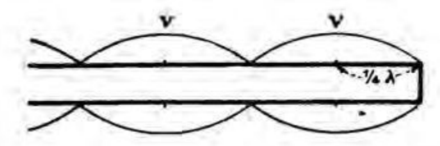


Figura 2.13. *Reparto de la tensión en una línea cerrada, sin tener en cuenta los signos.*

Figura 2.14. *Reparto de la tensión en una línea cerrada, teniendo en cuenta los signos.*

Línea cerrada sobre una carga cualquiera no reactiva

Entre los dos casos extremos y el caso ideal de una línea cerrada sobre $Z = Z_c$, hay sitio para muchos casos intermedios que consideraremos del modo siguiente: Z_t, la impedancia terminal que carga la línea, varía de cero al valor ideal Z_c o bien del valor ideal Z_c a infinito. El primer caso se extiende de la línea cerrada a la línea adaptada y el segundo caso, de la línea adaptada a la línea abierta. El sentido común puede hacernos prever lo que va a ocurrir. Se va a pasar de un régimen de total energía reactiva (línea abierta o cerrada) a un régimen de total energía activa (línea adaptada). El régimen intermedio se traducirá, pues, en una mezcla de estas dos energías, y la razón de energía activa a energía reactiva aumentará a medida que nos alejemos de las condiciones de la línea abierta y de la línea cerrada y que nos acerquemos a las condiciones de la línea adaptada.

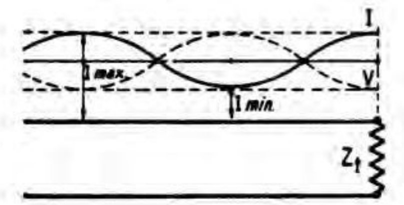


Figura 2.15. *$Z_t = 1/3\ Z_c$. Reparto de I y V como en la línea cerrada, presentando la línea un ROS de 3 $I_{max.} = 3\ I_{mín.}$ $V_{máx.} = 3\ V_{mín.}$ (en este caso $Z_t < Z_c$).*

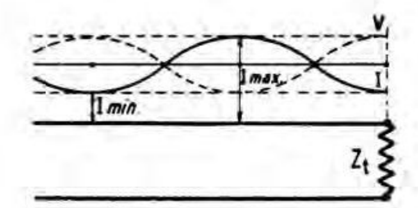


Figura 2.16. *$Z_t = Z_c$. Reparto de I y V como en la línea abierta, presentando la línea un ROS de 3 $I_{máx.} = 3\ I_{mín.}$ $V_{máx.} = 3\ V_{mín.}$ en este caso $Z_t > Z_c$).*

En efecto, si en el extremo de la línea hay una impedancia Z, ésta será recorrida por una corriente vatiada I y la energía recogida será ZI^2, pero una parte de la energía retrocederá, superponiendo a la corriente vatiada una corriente desvatiada; la combinación de las dos será una corriente ondulada, y si se mide la corriente en el punto en el que es máxima y la corriente en el punto en el que es mínima, la relación entre estas dos corrientes será igual a la relación que existe entre la impedancia Z_t que carga la línea y la impedancia característica de la línea Z_c.

Si Z_t es mayor que Z_c, la razón $I_{máx.}/I_{mín.}$ será igual a Z_t/Z_c.

Si Z_t es menor que Z_c, la razón $I_{máx.}/I_{mín.}$ será entonces igual a Z_c/Z_t.

Así en una línea de hilos paralelos de impedancia característica de 600 Ω, cerrada sobre una impedancia de 60 Ω, la corriente máxima será diez veces mayor que la corriente mínima.

En el caso de la línea abierta,

$$Z_t = \infty \quad \frac{Z_t}{Z_c} = \infty \quad \text{y} \quad \frac{I_{máx.}}{I_{mín.}} = \frac{I_{máx.}}{0} = \infty$$

las dos razones son iguales.

En el caso de la línea cerrada,

$$Z = 0, \quad \frac{Z_c}{Z_t} = \frac{Z_c}{0} = \infty$$

y

$$\frac{I_{máx.}}{I_{mín.}} = \frac{I_{máx.}}{0} = \infty$$ las dos razones son también iguales.

Lo que antes se ha dicho se encuentra verificado en estos dos casos particulares; también es cierto si $Z_t = Z_c$; entonces

$$\frac{Z_t}{Z_c} = 1 \text{ y } \frac{I_{máx.}}{I_{mín.}} = 1,$$

puesto que la corriente es constante.

Desfase en una línea no adaptada

En la línea abierta hay un desfase de 90° entre la tensión y la corriente. Lo mismo ocurre en la línea cerrada. En el caso de la línea adaptada, $Z_t = Z_c$, la corriente y la tensión están en fase. En los casos intermedios, hay una componente en fase y una componente en cuadratura; la resultante es un desfase entre la corriente y la tensión. Se produce un efecto reactivo en el comienzo de la línea y este efecto depende de la longitud de la línea.

Esta reactancia será capacitiva o inductiva. Sigamos tomando como base los casos extremos de la línea abierta y de la línea cerrada.

Desfase en la línea abierta

En el extremo de una línea abierta, I es nula y, por tanto, $Z = V/I$ es infinita; un cuarto de onda antes del extremo, I es máxima, pero V es nula, por tanto $Z = 0$; siguiendo después un cuarto de onda hacia el principio de la línea, la corriente vuelve a ser nula, la tensión alcanza su máximo negativo y la impedancia es de nuevo infinita pero negativa, lo cual se interpreta del modo siguiente: en el primer cuarto de onda, la tensión está retrasada respecto a la corriente: es una reactancia capacitiva; en el segundo cuarto de onda es la corriente la que está retrasada respecto a la tensión: la reactancia es inductiva. En cada cuarto de onda, la reactancia cambia de naturaleza.

Desfase en la línea cerrada

El mismo fenómeno tiene lugar en la línea cerrada con un decalaje de $\lambda/4$ respecto a la línea abierta. Por estar las corrientes y las tensiones en cuadratura, su razón es una función tangente, como lo muestran las figuras que representan la reactancia en diversos puntos para los dos tipos de líneas: línea cerrada y línea abierta.

Propiedades de los cuartos de onda

En una línea cerrada que tenga exactamente un cuarto de onda, la impedancia a la entrada es infinita (I es nula); se tiene el equivalente de un circuito resonante en paralelo: circuito tapón, del que sabemos que la impedancia es infinita a la frecuencia en la que entra en resonancia

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

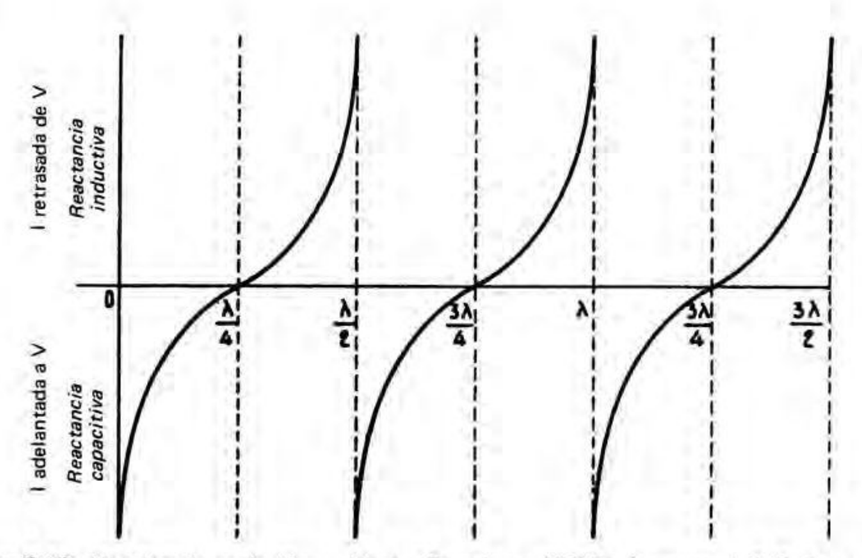


Figura 2.17. *Reactancia en la línea abierta. Para los múltiplos impares de λ/4, la reactancia es nula; I está en fase con V.*

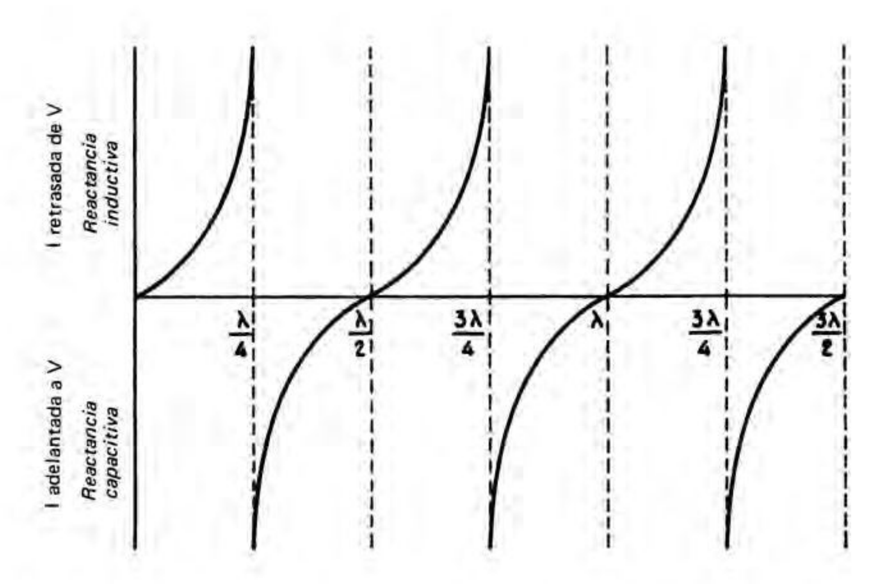


Figura 2.18. *Reactancia en la línea cerrada. Para los múltiplos pares de λ/4, la reactancia es nula; I está en fase con V.*

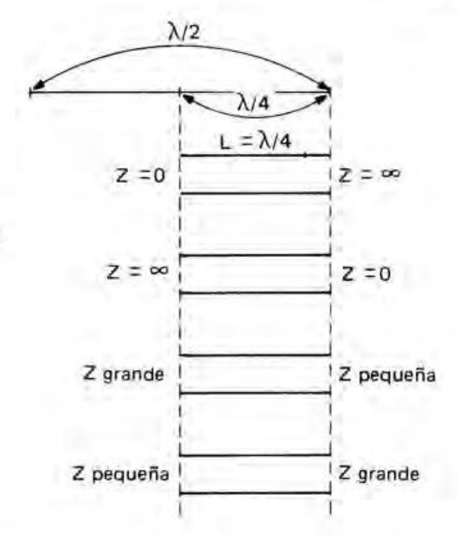


Figura 2.19. *Resumen esquemático de las propiedades de las líneas de cuarto de onda.*

En una línea abierta que tenga exactamente un cuarto de onda, la impedancia a la salida es muy grande, pero es nula a la entrada: V es nula. Se tiene, pues, un cortocircuito, el equivalente de un circuito resonante en serie (véase Figura 2.14).

Circuitos de línea de conductores paralelos y coaxiales

Se ve que es posible reemplazar un circuito sintonizado por una línea de λ/4. Es lo que se hace en los circuitos llamados de líneas o en los circuitos llamados coaxiales empleados en los emisores y los receptores que funcionan en muy altas frecuencias. En efecto, es preciso que la longitud λ/4 del circuito de línea no ocupe demasiado sitio. Por ello sólo se emplean estos circuitos en las frecuencias superiores a 100 MHz.

Se puede reducir la longitud de la línea mediante la adición de capacidades suplementarias, pero el circuito pierde calidad. Las capacidades propias de la válvula conectada a estos circuitos exigen ya una reducción importante de su longitud.

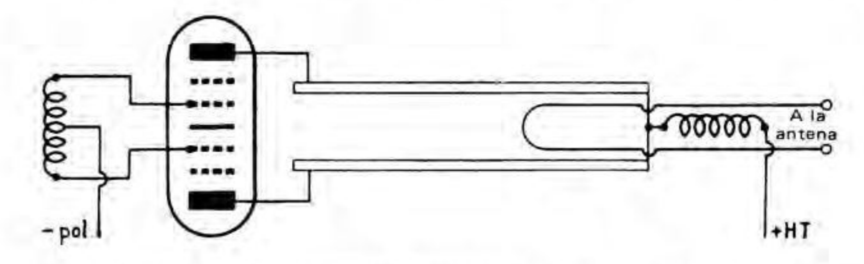


Figura 2.20. *Circuito oscilante de líneas paralelas en un emisor para UHF.*

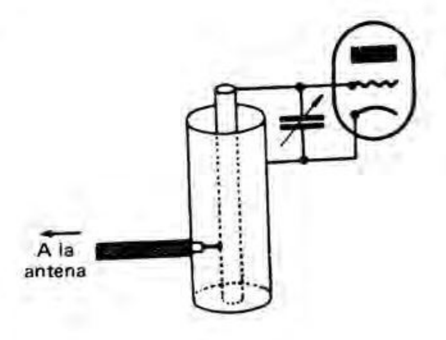


Figura 2.21. *Receptor que utiliza un circuito coaxial.*

Se escogerá, por supuesto, como circuito un cuarto de onda de línea cerrada, puesto que es el circuito de alta impedancia equivalente a un circuito tapón.

El cuarto de onda aislante perfecto

También se puede utilizar la propiedad del cuarto de onda de línea cerrada de tener una impedancia de entrada teóricamente infinita en una función de aislamiento.

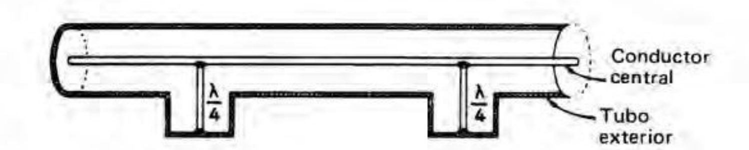


Figura 2.22. *Aislamiento del conductor central de un cable coaxial para UHF por conductores $\lambda/4$.*

Se sabe que en muy alta frecuencia, por ejemplo 3.000 MHz, los mejores aislantes son muy malos. Para aislar el conductor interior de un cable coaxial del cilindro metálico exterior, se han utilizado cuartos de onda metálicos unidos por un lado al conductor interior y por el otro al conductor exterior. Esta técnica haría temblar a un no iniciado, que tomaría, sin duda, este perfecto aislante por un no menos perfecto cortocircuito. Por supuesto que este coaxial sólo es utilizable en una frecuencia, aquélla para la que están cortados los aislantes conductores (!) $\lambda/4$.

Por último, se puede emplear una línea cerrada de cuarto de onda para sostener otra línea, sin que la unión de este cuarto de onda perturbe en modo alguno el funcionamiento de esta otra línea.

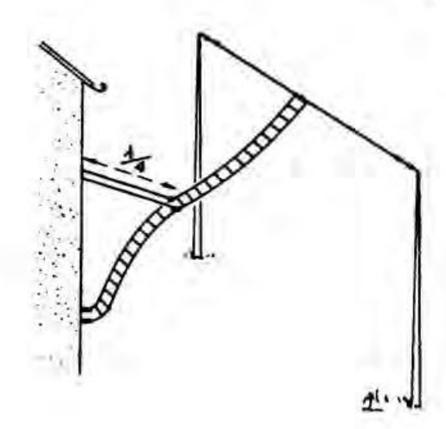


Figura 2.23. *Sostenimiento de una línea de hilos paralelos por una línea cerrada λ/4. El aislamiento sólo existe para la longitud de onda λ. Para una longitud de onda mitad, la línea de sostén resulta un cortocircuito.*

Propiedades de la media onda

Si se tiene una línea de media onda cerrada, se vuelve a encontrar en su origen la misma impedancia que en su salida, o sea una impedancia nula. Es, pues, un verdadero cortocircuito. Ahora bien, una línea $\lambda/4$ en la frecuencia f resulta una línea $\lambda/2$ a la frecuencia 2f.

El cuarto de onda discriminador de frecuencia

Se puede imaginar el partido que se puede sacar de esta observación para la eliminación de los armónicos pares de una frecuencia f, es decir, las frecuencias 2f, 4f, 6f, etc. Se conecta en algún sitio de la línea un circuito $\lambda/4$. Es un aislante perfecto para la frecuencia f, pero es un cortocircuito para las frecuencias 2f, 4f, etc., que así serán derivadas a masa.

Se podría derivar igualmente el armónico 3 utilizando un cuarto de onda cerrado, pero conectado a la línea en los dos tercios a partir del cortocircuito. Los dos tercios de $\lambda/4$ son $\lambda/6$, que es media onda para la frecuencia 3f o sea un cortocircuito; la otra parte, un tercio de $\lambda/4$ vale $\lambda/12$, un cuarto de onda en la frecuencia 3f, y estando abierto este cuarto de onda, es un cortocircuito para la frecuencia 3f. Puede parecer anormal comprobar que no es el origen del cuarto de onda el que está unido a la línea, sino un punto intermedio; esto es indiferente, pues un cuarto de onda presenta una impedancia infinita incluso para puntos intermedios, si éstos no son cortocircuitados directamente. Ello resulta del hecho de que, en un punto intermedio, se tienen dos impedancias en paralelo, una inductiva y otra capacitiva, pues a un lado se tiene una línea abierta y al otro una línea cerrada. Siendo estas reactancias iguales y de signo contrario, su suma es nula, y como están en paralelo, equivalen a una resistencia infinita.

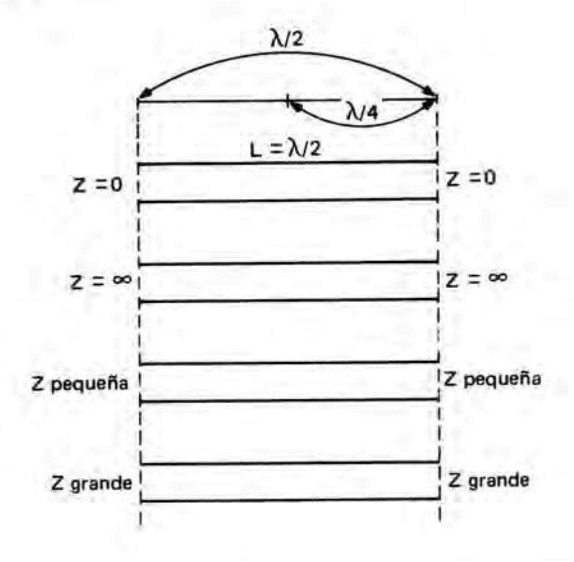


Figura 2.24. *Resumen esquemático de las propiedades de las líneas de media onda.*

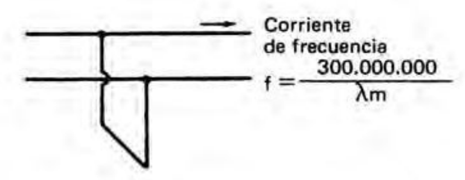


Figura 2.25. *Cuarto de onda situado en una línea para eliminar los armónicos pares.*

Dos resistencias R_1, R_2 en paralelo forman una resistencia igual a:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Si el denominador es nulo, este valor es infinito.

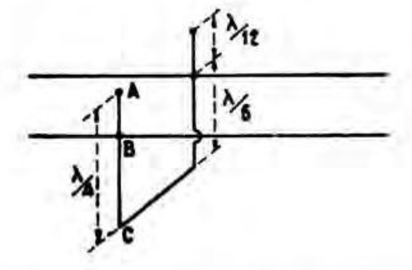


Figura 2.26. *Cuarto de onda destinado a eliminar el armónico 3.*

Se puede, pues, considerar una línea cerrada de cuarto de onda como equivalente a una línea de impedancia característica infinita que no estando, por ello, recorrida por ninguna corriente, no lleva pérdida alguna, lo cual es la característica de un aislante perfecto.

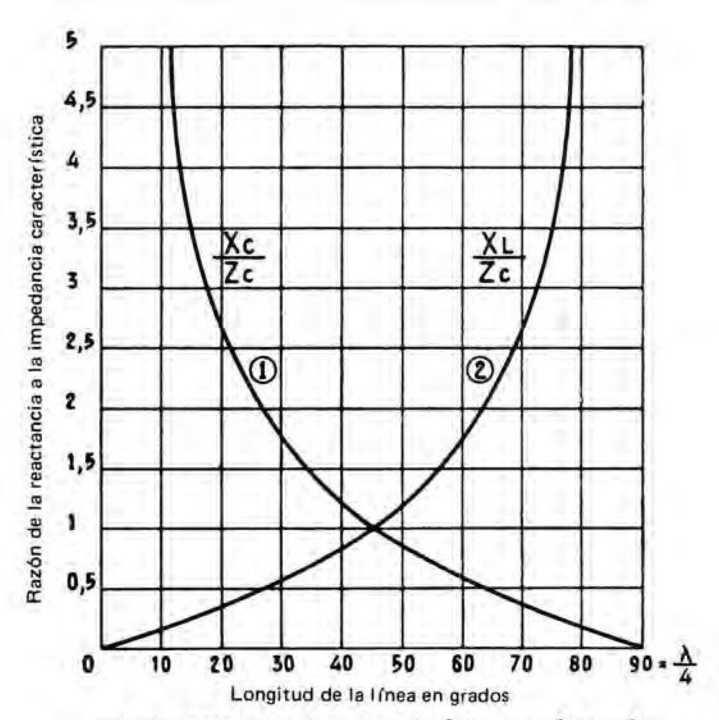
Se utiliza también el cuarto de onda de línea cerrada para proteger la parte del "feeder" unida a la antena de la radiación de ésta: más adelante volveremos a hablar de ello.

Reactancia en diversos puntos de una línea

Si tenemos una línea cerrada más corta que un cuarto de onda, la impedancia es inductiva y de la forma:

$$X_L = Z_c \operatorname{tg} l$$

en donde Z_c es la impedancia característica y l el equivalente de la longitud de onda en grados.



① válida para línea abierta entre 0 y λ/4 y entre λ/2 y 3λ/4.
② válida para línea cerrada entre 0 y λ/4 y entre λ/2 y 3λ/4.
① válida para línea cerrada entre λ/4 y λ/2 y entre 3λ/4 y λ.
② válida para línea abierta entre λ/4 y λ/2 y entre 3λ/4 y λ.

Figura 2.27.

λ corresponde a un período, o sea 360°, $\lambda/2$ a 180°, $\lambda/4$ a 90°, etc.

Si $l = 90°$, caso del cuarto de onda, $\operatorname{tg} l = \infty$, y X_L es infinita.

Si la línea es abierta en $\lambda/4$, la reactancia es capacitiva, de la forma $X_c = Z_c \operatorname{cotg} l$.

Para $l = 90°$, línea $\lambda/4$, $\operatorname{cotg} l = 0$ y $X_c = 0$. Se podrá, pues, calcular la reactancia llevada por un trozo cualquiera de línea cerrada o abierta inferior a $\lambda/4$.

Así, una línea cerrada de 600 Ω de impedancia característica y de longitud $\lambda/8$ tendrá una reactancia inductiva de:

$$X_L = 600 \times \operatorname{tg} 45° = 600 \times 1 = 600\,\Omega$$

Una línea abierta de la misma longitud tendrá la misma reactancia, pero capacitiva. Como son opuestas en fase, se anularían si se las pusiera de cabo a cabo. Se obtendrá entonces:

$$\frac{\lambda}{8} + \frac{\lambda}{8} = \frac{\lambda}{4}, \text{ es decir}$$

un cuarto de onda cerrada. Esto confirma lo que hemos dicho de la impedancia del cuarto de onda en un punto cualquiera.

Una línea mal adaptada presenta también una reactancia capacitiva o inductiva; se podrá anularla por un trozo de línea $\lambda/4$ de impedancia conveniente, conectada en un punto conveniente de la línea y eliminar así las ondas estacionarias.

El cuarto de onda transformador de impedancia

Si la línea de cuarto de onda está cerrada sobre una impedancia Z_t que no es ni infinita como en la línea abierta, ni nula como en la línea cerrada, ni igual a Z_c como en la línea adaptada, se demuestra que la impedancia de entrada Z_e es tal que $Z_e\, Z_t = Z_c^2$.

Así descubrimos una nueva utilización del cuarto de onda como transformador de impedancia. Si una línea de una impedancia característica de 600 Ω ha de conectarse a una utilización de una impedancia de 75 Ω, habrá un enorme desacuerdo entre las dos impedancias y se establecerá un régimen de ondas estacionarias con una relación de máximo a mínimo de corriente de 600/75 = 8.

Si intercalamos entre el extremo de la línea de 600 Ω y la utilización un cuarto de onda de impedancia característica igual $\sqrt{600 \times 75} = 212\,\Omega$, los 75 Ω de la utilización se verán como 600 Ω en el otro extremo del cuarto de onda, y estando la línea de 600 Ω cargada por una impedancia igual a su impedancia característica, estará adaptada y ya no habrá ondas estacionarias.

Puede ocurrir que un cuarto de onda no presente en la práctica una longitud suficiente. Ahora bien, como las impedancias se reproducen exactamente a in-

tervalos iguales a media onda, bastará añadir un número cualquiera de medias ondas suplementarias, que dará longitudes de $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, $7\lambda/4$... todas múltiplos impares de $\lambda/4$.

Reparto de I y V en una línea no adaptada

En una línea mal adaptada, cerrada sobre una impedancia Z_t menor que Z_c, el reparto de los máximos y mínimos de corriente y de tensión a lo largo de la línea será el mismo que en la línea cerrada, pero con máximos y mínimos menos acentuados. Si Z_t es mayor que Z_c, el reparto será análogo al de la línea abierta y, según sea la longitud de la línea, se tendrán a la entrada efectos reactivos diversos.

Hemos visto que, como hay una mezcla de energía activa y energía reactiva en la línea, el desfase no es igual a 90° entre la corriente total (vatiada o desvatiada). La impedancia a la entrada es equivalente a una resistencia pura en paralelo o en serie con una inductancia o una capacidad.

Circuitos equivalentes a la impedancia de una línea

Se sabe que una resistencia en paralelo con una capacidad, por ejemplo, es equivalente, desde el punto de vista de impedancia y desfase, a una resistencia de valor diferente y una capacidad de valor diferente puestas en serie.

Si Z_t es mayor que Z_c ($Z_t > Z_c$) y si la longitud de la línea es menor que $\lambda/4$, la impedancia de entrada equivale a una capacidad en serie o en paralelo con una resistencia.

Si la línea es de un cuarto de onda, es una resistencia pura igual a Z_c^2/Z_t.

Si la línea es mayor que $\lambda/4$ pero inferior a $\lambda/2$, la impedancia de entrada será la de salida, o sea Z_t. Es inutil ir más lejos, puesto que se sabe que las impedancias se reproducen a media onda de intervalo.

Si $Z_t < Z_c$ entre 0 y $\lambda/4$, R y L en serie o en paralelo; para $\lambda/4$, Z_c^2/Z_t; entre $\lambda/4$ y $\lambda/2$, resistencia en serie o en paralelo con una capacidad; para $\lambda/2$, Z_t.

Si la entrada de la línea está acoplada a un emisor, la reactancia llevada por la línea no adaptada modificará el reglaje del circuito oscilante y obligará a retocarlo.

Carga inductiva o capacitiva

En estas consideraciones sobre la impedancia reflejada a la entrada de la línea por una carga Z_t, hemos supuesto que esta carga Z_t era una resistencia pura o su equivalente. Veamos lo que ocurre si Z_t es una capacidad pura o una inductancia pura.

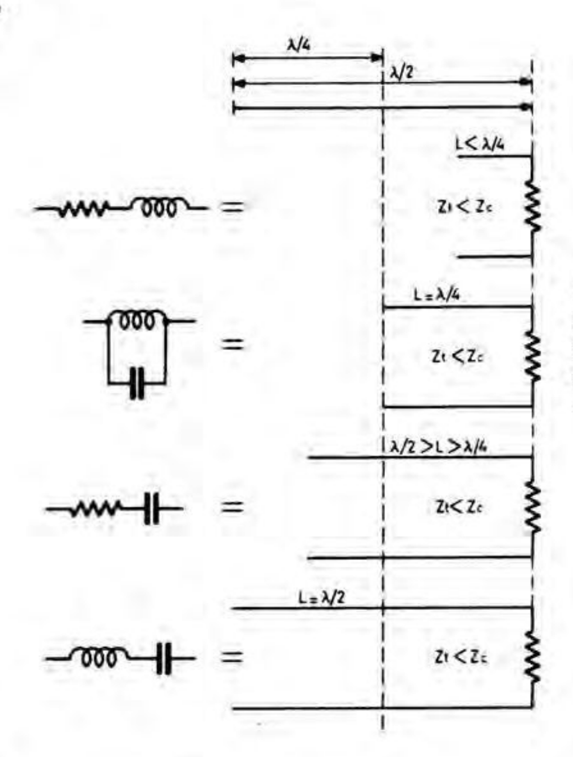


Figura 2.28. *Resumen de las propiedades de una línea en función de su longitud en el caso en que la impedancia terminal es inferior a la impedancia característica de dicha línea.*

Supongamos una línea terminada por una capacidad; antes hemos visto que una línea abierta inferior a λ/4 tiene una reactancia capacitiva; se puede, pues, sustituir la capacidad terminal que constituye Z_t por un trozo de línea inferior a λ/4. El hecho de añadir una capacidad en el extremo de una línea equivale, pues, a un alargamiento de la línea. Cuanto más grande sea una capacidad, más pequeña será su reactancia $1/C\omega$; para hacer figurar una pequeña reactancia en el antiguo extremo de la línea donde estaba conectada la capacidad, se necesitará una línea abierta casi igual a λ/4.

En efecto, la impedancia es infinita en el extremo del trozo de línea que prolonga la otra línea de λ/4; delante es nula; a algo menos de λ /4 es débil; así pues, el extremo del trozo de línea unido a la línea equivale a una débil impedancia.

Si la línea está cerrada sobre una inductancia, lo equivalente será un trozo de línea cerrada inferior a λ/4. Se vería que cuanto mayor sea la inductancia, más próxima a λ/4 será la longitud de la línea cerrada equivalente.

Una carga cualquiera

Hemos considerado este caso, pues la carga Z_t de una línea puede no ser una resistencia pura; éste es el caso ideal, pero lo más frecuente es que la resistencia esté acompañada de inductancia o de capacidad.

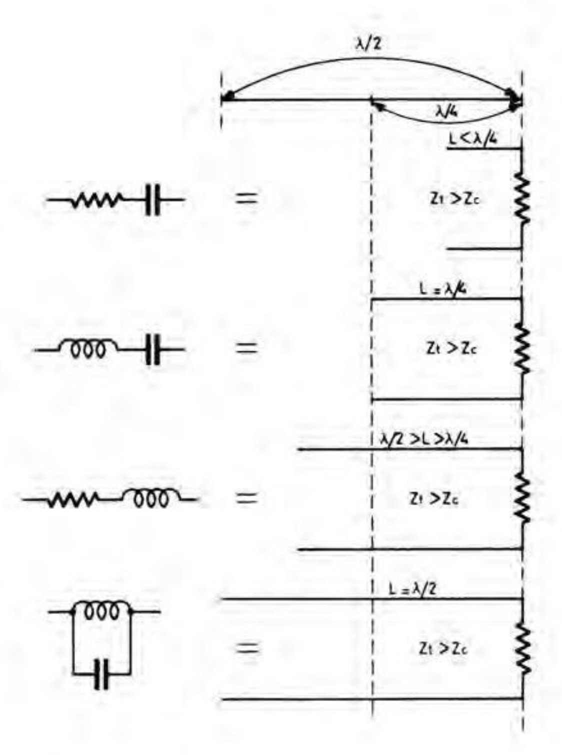


Figura 2.29. *Resumen de las propiedades de una línea en función de su longitud en el caso en que la impedancia terminal es superior a la impedancia característica.*

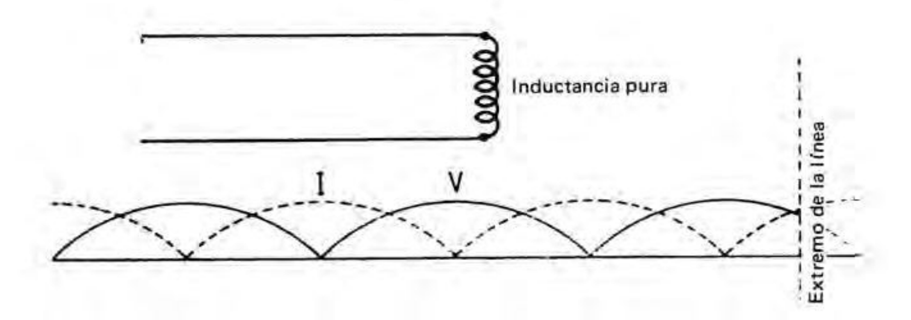


Figura 2.30. *Línea cargada por una inductancia pura. Es como si la línea estuviera prolongada por un trozo de línea cerrada de longitud inferior a λ/4.*

En alta frecuencia, las inductancias, capacidades y resistencia puras son irreales y si, en la práctica, trata uno de aproximarse a estas condiciones ideales, es imposible realizar inductancias sin resistencia y sin capacidad, capacidades sin autoinducción, resistencias sin autoinducción; por ello, los resultados prácticos

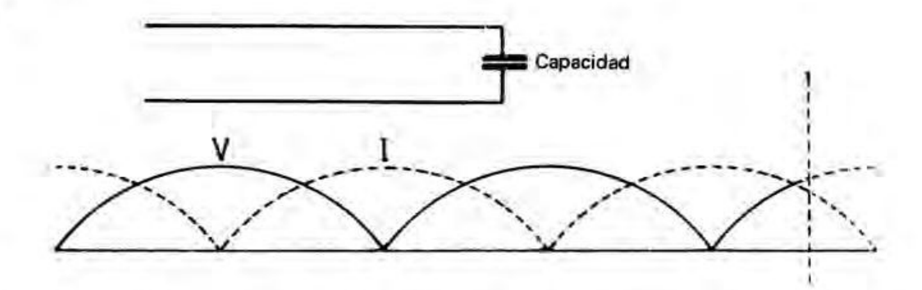


Figura 2.31. *Línea cargada por una capacidad. Todo sucede como si la línea estuviera prolongada por un trozo de línea abierta de longitud inferior a λ/4.*

no concuerdan siempre perfectamente con las previsiones, pero las consideraciones teóricas dan, no obstante, una aproximación suficiente.

Así pues, si la carga es a la vez resistiva e inductiva o resistiva y capacitiva, la impedancia de carga será modificada y la posición de los máximos y mínimos de la corriente ya no será la misma, puesto que la línea estará como alargada. Las ondas estacionarias serán más importantes que en el caso de una carga puramente resistiva.

Vamos a volver a estas ondas estacionarias, que hemos dejado para estudiar las propiedades de las líneas abiertas y cerradas de longitudes λ/4 y λ/2 y de las líneas de longitudes intermedias desde el punto de vista de su reactancia.

Razón de ondas estacionarias

La presencia de ondas estacionarias se debe al regreso de la energía o de parte de la energía que no ha podido ser empleada al final de la línea. Todo ocurre como en el caso de un rayo luminoso que incide sobre un espejo y que vuelve en sentido inverso según una ley conocida. Este fenómeno se llama reflexión. Por analogía con el fenómeno óptico, se dice que en una línea recorrida por ondas estacionarias hay reflexión de las ondas y se define un coeficiente de reflexión

$$K = \frac{\text{R.O.S.} - 1}{\text{R.O.S.} + 1}$$

Este representa el porcentaje de corriente que retrocede respecto a la corriente total. Por ejemplo, una línea de impedancia característica de 100 Ω cerrada sobre una resistencia de 900 Ω tendrá un R.O.S. de 9, y

$$K = \frac{9 - 1}{9 + 1} = 0{,}8$$

Habrá, pues, un 80% de la corriente que será reflejado e igualmente un 80% de la tensión, o sea una energía reflejada igual a un 64% de la energía total que circula en la línea; sólo el 36% de la energía será absorbida por la carga de 900 Ω.

Efectos producidos por la presencia de ondas estacionarias

Veamos cuál puede ser el efecto del R.O.S, es decir, de la presencia de ondas estacionarias, sobre el funcionamiento de una línea.

Tomemos como ejemplo una línea que tenga una impedancia característica Z_c de 100 Ω y esté alimentada por un generador que suministre 100 vatios de energía de alta frecuencia.

Primer caso: $Z_t = Z_c = 100\ \Omega$. La línea está adaptada. La corriente es constante a lo largo de la línea e igual a:

$$I = \sqrt{\frac{W}{Z_c}}$$

$$I = \sqrt{\frac{100}{100}} = 1 \text{ amperio}$$

$$V = 1 \times 100 = 100 \text{ voltios}$$

La energía a la salida de la línea es igual a la que se aplica a la entrada, lo cual es normal, puesto que suponemos una línea sin pérdidas.

Segundo caso: La línea está cargada por 25 Ω ó 400 Ω. El R.O.S. en los dos casos es 4

$$\frac{400}{100} = 4 \text{ o } \frac{100}{25} = 4$$

El coeficiente de reflexión K es

$$K = \frac{4-1}{4+1} = \frac{3}{5} = 0{,}6 = \frac{60}{100}$$

Esto significa que la corriente y la tensión reflejadas serán el 60% de la corriente y de la tensión que existirían en una línea bien adaptada que disipe la misma energía en su carga. La razón de la energía reflejada a la energía total es igual al cuadrado de la razón de la corriente reflejada a la corriente en la línea adaptada

$$\frac{E_{ref}}{E_{tot}} = (0{,}6)^2 = 0{,}36$$

Así pues, un 36% de la energía vuelve al generador y un 64% es utilizado sobre la carga final. En la línea adaptada, la corriente es de 1 amperio y la tensión 100 voltios.

La corriente reflejada será

$$I_{ref} = 1 \text{ A} \times 0{,}6 = 0{,}6 \text{ A}$$

La tensión reflejada será

$$V_{ref} = 100 \text{ V} \times 0{,}6 = 60 \text{ V}$$

La corriente oscilará, pues, entre

1 A + 0,6 A y 1 A – 0,6 A, o sea entre 1,6 amperios y 0,4 amperios.

La tensión oscilará entre

100 + 60 = 160 voltios y 100 – 60 = 40 voltios.

En una línea bien adaptada, la corriente habría sido, para 64 vatios utilizables

$$I = \sqrt{\frac{64}{100}} = 0{,}8 \text{ A}$$

y la tensión

$$V = 0{,}8 \times 100 = 80 \text{ voltios}$$

Se observa que la razón $I_{máx}/I_{mín}$ es igual al R.O.S., 1,6/0,4 = 4.

Lo mismo ocurre para las tensiones.

Así, si la línea está mal adaptada, no se podrá utilizar toda la potencia suministrada por el generador, y la parte utilizable será tanto más pequeña cuanto más elevado sea el R.O.S.

En lugar de tener una corriente constante de 0,8 A, se tendrá una corriente que alcanzará en el máximo 1,6 amperios. Harán falta, pues, conductores más gruesos para soportar esta corriente más elevada.

La tensión, en lugar de ser constante e igual a 80 voltios, alcanzará en el máximo 160 voltios. Habrá que prever, por tanto, mejores aislantes. La línea adecuada será, por ello, más cara para una misma cantidad de energía transportada si es sede de ondas estacionarias que si está adaptada.

Si la carga de la línea es una antena y si esta carga es muy diferente de la impedancia característica de la línea, la energía recogida por la antena para ser radiada será muy débil. En jerga de aficionado, se dice que la antena "no bombea". Sin embargo, esta expresión dice bien lo que quiere decir.

Si nos proponemos transmitir a la carga Z_t una potencia dada, veamos lo que va a resultar de la presencia de ondas estacionarias.

Utilicemos una línea de Z_c = 90 Ω cerrada sobre una carga de 10 Ω y supongamos que queremos disipar sobre esta carga una energía de 90 vatios. Si la línea estuviera adaptada, es decir, cerrada sobre 90 Ω, la corriente sería 1 amperio y la tensión 90 voltios, y tendríamos 90 vatios sobre la resistencia terminal de 90 Ω. Pero la carga sólo es de 10 Ω. El R.O.S. es 90/10 = 9.

El coeficiente de reflexión es

$$\frac{9-1}{9+1} = 0{,}8 = \frac{80}{100}$$

La energía reflejada es 64/100 de la energía a la entrada.

La energía utilizable sólo es, pues, 36/100 de la energía a la entrada.

Para tener 90 W a la salida, harán falta a la entrada

$$\frac{90 \text{ vatios}}{36/100} = 250 \text{ vatios}$$

De estos 250 W, 90 serán utilizables y 160 volverán hacia el generador.

Con 250 W, la corriente y la tensión en una línea de $Z_c = 90\ \Omega$ bien adaptada serían

$$I = \sqrt{\frac{250}{90}} = 1{,}66 \text{ amperios}$$
$$V = 1{,}66 \times 90 = 150 \text{ voltios}$$

La corriente y la tensión reflejadas son 80/100 de estos valores:

$$I_{refl} = 1{,}66 \times \frac{80}{100} = 1{,}33 \text{ A}$$
$$V_{refl} = 150 \times \frac{80}{100} = 120 \text{ V}$$

La corriente oscilará, pues, entre

$$150 + 120 = 270 \text{ voltios y } 150 - 120 = 30 \text{ voltios}$$

La corriente oscilará entre

$$1{,}66 + 1{,}33 = 3 \text{ A y } 1{,}66 - 1{,}33 = 0{,}33 \text{ A}$$

Se observa también que las tensiones máxima y mínima están en la relación de 9, igual al R.O.S. Lo mismo ocurre con las corrientes.

La presencia de ondas estacionarias hace, pues, subir la corriente a 3 amperios en vez de 1 de la línea bien adaptada, y la tensión a 270 V en lugar de 90. Se ve cómo son las sobreintensidades y sobretensiones provocadas por las ondas estacionarias a igualdad de potencia utilizable.

Existe, por tanto, el mayor interés en anular el efecto del R.O.S. o reducirlo al mínimo. Si en nuestro último ejemplo se hubiera intercalado entre la línea de $Z_c = 90\ \Omega$ y la carga de 10 Ω un cuarto de onda de $Z_c = \sqrt{90 \times 10} = 30\ \Omega$, se habría hecho funcionar la línea correctamente, pues habría quedado terminada sobre una impedancia igual a Z_c. Existen otros métodos de adaptación de impedancia que después estudiaremos.

No se puede dejar de ver el parecido entre los efectos del R.O.S. sobre el funcionamiento de una línea recorrida por corrientes de alta frecuencia y los efec-

tos del *factor de potencia* (el famoso cos φ de los electricistas) sobre la transmisión de la energía eléctrica. La semejanza es completa: ambos condicionan la relación entre energía activa y energía reactiva, y los que estén familiarizados con los fenómenos eléctricos causados por el cos φ estarán más aptos para captar los efectos debidos al R.O.S.

Líneas con pérdidas

En todo este estudio hemos despreciado las pérdidas en la línea. Existen obligatoriamente en toda línea y son debidas a varias causas (las Tablas 3 y 7 dan las pérdidas en el caso de una línea perfectamente adaptada).

Resistencia de los conductores en alta frecuencia

Se sabe, desde luego, que la resistencia óhmica de los conductores no es la misma en alta frecuencia que en corriente continua, ya que las corrientes de alta frecuencia sólo utilizan para circular la parte periférica de los conductores. Es el efecto pelicular. Se asimila el conductor macizo recorrido por alta frecuencia a un conductor tubular que tuviera el mismo diámetro exterior y cuya resistencia en corriente continua fuera la misma que la resistencia del conductor macizo en corriente de alta frecuencia.

Si se conoce el espesor del tubo y de qué materia está constituido, se puede calcular su resistencia y deducir de ella la del conductor macizo en corriente de alta frecuencia.

Para el cobre, se halla que el espesor del tubo es

$$\frac{2,61}{\sqrt{f}} \text{ ; f expresado en hertzios}$$

Una fórmula más práctica da la resistencia en alta frecuencia partiendo de las dimensiones del conductor

$$R_{hf} = \frac{261 \quad \sqrt{f} \times 10^{-9}}{P}$$

En esta fórmula, R está en ohmios por cm y P es el perímetro del conductor en mm; f está en ciclos/s. Esta fórmula sólo es válida para el cobre. Cuanto mayor sea la frecuencia, más aumentará la resistencia, y cuanto más grueso sea el conductor, más disminuirá aquélla. También se puede expresar la resistencia en función del diámetro d del conductor en mm, y se tiene:

$$R_{hf} = \frac{83,3 \quad \sqrt{f} \times 10^{-9}}{d}$$

Un hilo de cobre de 2 mm de diámetro tiene una resistencia en corriente continua de 5,6 Ω por km.

A 225 MHz su resistencia es:

$$\frac{83{,}3 \times \sqrt{225.000.000} \times 10^{-9} \times 10^{5}}{2}$$

o sea, 62,4 Ω por km.

Se ve que la resistencia aumenta en ingentes proporciones con la frecuencia. Como en muy altas frecuencias la parte central está inutilizada, la fórmula sigue siendo válida si se trata de un tubo, en lugar de un conductor macizo.

Si se tratase de conductores de aluminio, habría que multiplicar las cifras arriba dadas por 1,56, por ser la resistividad del aluminio 1,56 veces la del cobre.

Pérdidas en los aislantes

La segunda causa de pérdidas está constituida por las corrientes de fuga en los aislantes. Cuanto mayor sea el espesor del aislante entre los dos conductores, menores serán las pérdidas. El mejor aislante es el aire, pero como no tiene consistencia, hay que sustituirlo total o parcialmente por aislantes sólidos con objeto de mantener constante la separación entre los conductores. Una línea provista de un buen aislante de bastante espesor tendrá pocas pérdidas, pero su construcción será cara.

Pérdidas por radiación

Por último, hay una tercera causa de pérdidas: es la radiación de la línea. Si la separación entre los dos conductores de la línea es pequeña en comparación con la longitud de onda de la corriente que la recorre, las pérdidas por radiación serán débiles, porque al estar recorridos los dos conductores de la línea por corrientes en oposición de fase, sus efectos se destruirán casi completamente.

Estas pérdidas, que existen en una línea bien adaptada, aumentarán considerablemente por la presencia de ondas estacionarias en la línea, pues la corriente será mayor y la tensión más elevada.

Línea no adaptada a la entrada y a la salida

Hemos supuesto en nuestro estudio de las ondas estacionarias que toda la energía reflejada volvía al generador. Desde el punto de vista de las ondas refle-

jadas la carga terminal es el generador, porque estas ondas recorren la línea en sentido inverso. Para que toda la energía reflejada sea absorbida por el generador, es preciso que su impedancia sea igual a la impedancia característica de la línea. Si no lo es, va a haber de nuevo reflexión de la onda reflejada en la entrada de la línea, y una parte de la energía reflejada será reabsorbida por el generador, mientras que otra parte volverá a seguir el camino primitivo de la energía en la línea. La relación entre la parte de energía reflejada de nuevo en la entrada y la que fue reflejada en la salida estará condicionada por el factor de reflexión o el R.O.S. Z_g/Z_c (Z_g es la impedancia del generador). Así, si una línea de $Z_c = 100\ \Omega$ es alimentada por un generador de impedancia $Z_g = 50\ \Omega$ y está cerrada sobre una carga $Z_t = 300\ \Omega$, tendrá lugar el fenómeno siguiente:

El R.O.S. de entrada es 100/50 = 2, y el K de entrada:

$$\frac{2-1}{2+1}=\frac{1}{3}$$

El R.O.S. de salida es 300/100 = 3, y el K de salida:

$$\frac{3-1}{3+1}=\frac{1}{2}$$

Si el generador suministra 100 W, 25 W serán reflejados en el final de la línea; de estos 25 W, 1/9 ó sea 2,8 W serán reflejados en la entrada, y así sucesivamente.

Se puede uno imaginar la complejidad de los fenómenos que se producirán en la línea por la superposición de estos distintos regímenes de ondas estacionarias de fases diferentes.

Lo que acabamos de decir nos muestra que cuando la línea está adaptada, la impedancia del generador no tiene ninguna importancia desde el punto de vista del funcionamiento de la línea. No ocurre lo mismo si hay reflexión.

Funcionamiento correcto de una línea

En una antena de emisión, la energía procede del emisor, y la antena es la carga terminal. Importa, pues, ante todo, que la impedancia de la antena sea igual a la impedancia característica de la línea.

En una antena de recepción, el generador es la antena, y la carga terminal es el receptor. Será preciso, pues, que la impedancia de entrada del receptor sea igual a la impedancia característica de la línea.

Por otras razones (rendimiento máximo, acoplamiento correcto de la línea al emisor en la antena de emisión y acoplamiento correcto de la línea a la antena en la antena de recepción), el funcionamiento del conjunto sólo será perfecto si la línea *está adaptada en los dos extremos.*

Distintos tipos de línea

Líneas de hilos paralelos y líneas coaxiales

Existen, como ya hemos dicho al principio de este capítulo, dos tipos principales de líneas corrientemente utilizadas: la línea de hilos paralelos y la línea de conductores concéntricos, llamada coaxial.

Hemos visto que la impedancia característica de estas líneas depende de sus dimensiones geométricas, que condicionan la inductancia y la capacidad repartidas.

Las dimensiones a considerar son el diámetro de cada uno de los conductores y su separación entre ejes.

En la línea de hilos paralelos, los dos conductores tienen el mismo diámetro (Figura 2.32a).

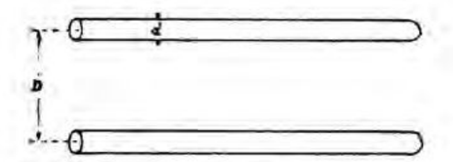


Figura 2.32a. *Línea de hilos paralelos.*

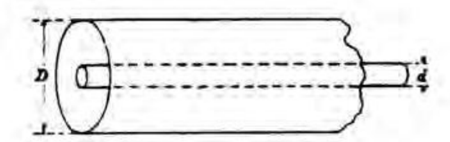


Figura 2.32b. *Línea coaxial.*

En la línea coaxial, el radio del conductor exterior es la distancia axial entre los dos conductores (Figura 2.32b).

Líneas de dieléctrico aire

Para la línea de hilos paralelos aislada por aire, la fórmula que da Z_c es:

$$Z_c = 276 \log \frac{d}{2D} \qquad (1)$$

Se trata de logaritmos naturales de base 10.

D es la distancia entre ejes de los dos hilos.

d es el diámetro del hilo.

D y d están expresados en la misma unidad.

Para la línea coaxial aislada por aire

$$Z_c = 138 \log \frac{D}{d} \qquad (2)$$

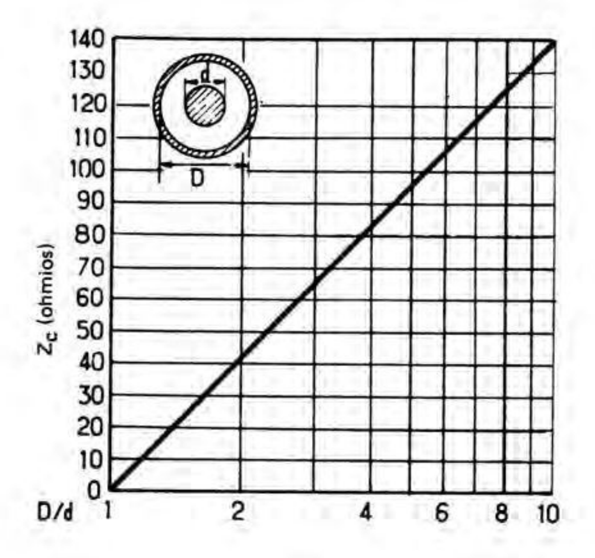


Figura 2.33.

Tabla 1. Líneas de hilos paralelos en el aire

D/d	2	3	4	5	6	7	8	10	12	15	20	30	40	50	50	70	100
$Z_c(\Omega)$	42	66	83	96	108	117	127	138	148	163	180	204	223	223	235	253	276

Nota: La línea de 600 ohmios corresponde a D/d = 75.

Tabla 2. Líneas coaxiales de dieléctrico aire

D/d	2	3	4	5	6	7	8	10	12	15	20	30	40	50	50	70	100
$Z_c(\Omega)$	42	66	83	96	108	117	127	138	148	163	180	204	223	223	235	253	276

en donde D es el diámetro interior del conductor exterior y d el diámetro exterior del conductor interior.

Línea con dieléctrico distinto del aire

Si está interpuesto un aislante, la fórmula se modifica como sigue.

Para un cable coaxial con aislante macizo de constante dieléctrica ϵ

$$Z_c = 138 \log_{10} \frac{D}{d} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$$

Si el cable tiene un aislante formado por rodajas de espesor e, espaciadas una longitud l

$$Z_c = 138 \log_{10} \frac{D}{d} \frac{1}{\sqrt{\frac{(k-1)e}{l} + 1}}$$

k es la constante dieléctrica del aislante (véase la Tabla 4).

Las Tablas 1 y 2 dan los resultados de las fórmulas (1) y (2) para distintos valores de D/d para evitar al lector cálculos pesados.



Figura 2.34. *Corte de un cable coaxial con perlas de esteatita o poliestirenc.*

La Tabla 1, referente a las líneas de hilos paralelos en el aire, muestra que una línea de hilos paralelos de $Z_c > 450\ \Omega$ es fácil de realizar con cabestrillos aislantes dispuestos a razón de 2 a 3 por metro de línea, con conductores de 1,5 a 2 mm de diámetro. Su separación es al menos de veinte veces el diámetro, o sea 3 a 4 cm.

Para líneas de Z_c más baja, se utilizan líneas prefabricadas que suministra el comercio en forma de cinta plana con el aislante prensado sobre los dos conductores manteniéndolos a una distancia constante. (Su realización por aficionados es bastante difícil; la línea tiende a enroscarse.)

Línea de 300 Ω "twin-lead"

Estas líneas se suministran corrientemente con una impedancia característica de 300 Ω. Son bastante baratas, son simétricas y tienen pocas pérdidas cuando están secas. En cambio, tienen el grave inconveniente de tener pérdidas enormes cuando están mojadas.

Figura 2.35. *Línea de 300 Ω de hilos paralelos.*



Así, en 100 MHz, este tipo de línea o, como podemos llamarlo por su destino habitual, este tipo de "feeder" tiene seis veces más de pérdidas cuando está húmedo que cuando está seco.

En 700 MHz, las pérdidas del "feeder" húmedo son de 7 a 8 veces superiores a las registradas en el mismo "feeder" seco.

Como estas líneas son habitualmente exteriores y sometidas por ello a la intemperie, se ve que el inconveniente señalado las hace desaconsejables para este empleo a pesar de las ventajas que pueden presentar.

Línea de 300 Ω tubular

Se ha realizado otro tipo de "feeder" de 300 Ω de impedancia característica, de hilos paralelos igualmente, pero de forma tubular. Así, el aislante entre los dos conductores es prácticamente el aire.

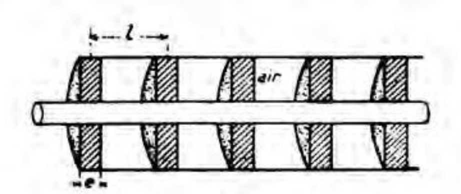


Figura 2.36. *Corte de una línea coaxial con arandelas aislantes.*

Trenza que forma el conductor exterior
Dieléctrico sólido
Forro protector exterior
Conductor interior

Figura 2.37. *Corte de un cable coaxial con dieléctrico sólido.*

Con este tipo de "feeder", las pérdidas sól varían al doble de "feeder" seco a "feeder" húmedo (Fig. 2.39).

Por otra parte, tiene la ventaja de presentar poco obstáculo al viento, al contrario de la cinta plana, que no tiene nada de aerodinámica.

Líneas coaxiales

Las líneas coaxiales están realizadas de modo muy diferentes, según sea su empleo.

Para el enlace entre emisores potentes y sus antenas se utilizan líneas coaxiales rígidas, hechas de un tubo grueso de cobre cuyo diámetro puede alcanzar una decena de cm, en cuyo eje está situado un conductor de cobre, generalmente macizo, bien sea con ayuda de rodajas aislantes o bien de rodajas estrelladas aislantes, dispuestas en puntos separados; de este modo, el dieléctrico es prácticamente el aire. Hay interés en mantener en el interior del tubo un aire lo más seco posible: el aire húmedo o incluso agua que circule accidentalmente pueden causar pérdidas considerables.

Cables coaxiales flexibles

Para las instalaciones pequeñas de emisión, de recepción, de televisión, se emplea cable flexible. La necesidad de mantener el conductor interior en el centro

del conductor exterior, permitiendo al mismo tiempo la flexibilidad del cable, ha planteado problemas que se han resuelto de diferentes maneras. Se comprende que los dos conductores tienen que mantenerse en su sitio en intervalos muy próximos para que un codo del cable no provoque un cortocircuito o no cambie su impedancia característica.

Estos cables son del tipo coaxial con dieléctrico macizo. Sus pérdidas en 200 MHz son del todo aceptables, y constituyen muy buenos cables de descenso de antena para televisión o emisión.

En el Capítulo 4 se encontrarán las características de los cables recientes.

La solución práctica ideal es el cable de aislante macizo, pero para un mínimo de pérdidas es preferible el aislamiento de aire.

Por ello se han realizado los cables llamados semiaireados, en los que una hélice permite mantener los conductores a distancia mutua conveniente, al tiempo que hacen posible la circulación de aire.

Otros cables utilizan perlas aislantes que se encajan y se articulan unas sobre otras. Las Figuras 2.34, 36, 37 y 38 muestran la realización práctica de estos cables.

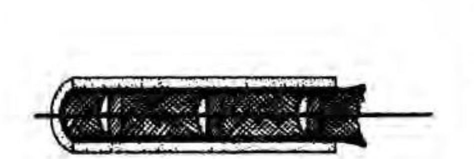


Figura 2.38a. *Corte de un cable coaxial con arandelas de esteatita.*

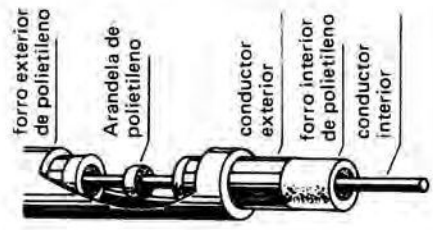


Figura 2.38b. *Vista recortada de un cable "Bamboo".*

Existen cables con *conductor central macizo* y otros con *conductor central dividido*. El segundo tipo es más flexible, pero el primero es más sólido. Por otra parte, los cables con hilos divididos presentan un inconveniente: el efecto de espiralidad, que ocasiona pérdidas suplementarias por aislarse los distintos hilos unos de otros por oxidación.

El cable coaxial flexible emplea como aislante lo más corrientemente el *polietileno*, que es un hidrocarburo sintético cuya constante dieléctrica es 2,3 y la resistividad 3×10^{17} ohmios-cm. Este aislante conserva su flexibilidad entre $-20°$ y $+80°C$. Se reblancede hacia 110°. (Cuidado: no calentarlo al soldar los conductores.)

Se disuelve en el tricloroetileno.

Tabla 3. Cables coaxiales corrientes

Denominación comercial		Impedancia característica Ω	Factor K	Capacidad por metro pF	Pérdidas por 30 m (en dB) a ... MHz								Diámetro mm
francesa	EE.UU.				3,5	7	14	21	28	50	144	432	
KX3 A ou B	**RG174U**	50	0,66	100	1,86	2,8	3,89	4,5	5,15	6,5	11	18,3	2,54
KX4	**RG213U**	50	0,66	100	0,46	0,60	0,93	1,10	1,30	1,52	2,74	4,8	10,3
KX6 A	**RG59U**	75	0,66	67	0,58	0,76	1,21	1,42	1,70	2,30	4	7,2	6,1
KX8	**RG11U**	75	0,66	68	0,38	0,55	0,80	0,98	1,15	1,55	2,8	4,9	10,3
KX13	**RG8U**	50	0,66	90	0,3	0,45	0,66	0,83	0,98	1,35	2,5	4,8	10,8
KX15	**RG58U**	50	0,66	87	0,68	1	1,5	1,9	2,2	3,1	5,7	10,4	5
KX14	**RG17 A/U**	50	0,66	100	0,12	0,18	0,25	0,35	0,5	0,9	1,6	2,8	22
Línea coaxial de aislamiento aire		–	0,85	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
422 C		75	0,8	–	–	–	–	–	–	1,35	2,1	4,05	8,7
422 Ct		75	0,8	–	–	–	–	–	–	dº	dº	dº	11
Bamboo 3		75	0,89	–	–	–	–	–	–	0,42	0,63	1,2	17,5
Bamboo 6		75	0,88	–	–	–	–	–	–	0,78	1,35	2	10,5

Las bases y los ácidos no tienen prácticamente acción sobre él.

Es muy estable a lo largo del tiempo.

El conductor exterior, realizado en forma de trenza para asegurar la flexibilidad, está protegido lo más frecuentemente por una vaina de *cloruro de vinilo;* este producto es insensible a la mayoría de los agentes químicos, es impermeable y resiste a la abrasión y al enmohecimiento, lo cual le hace particularmente apto para la protección exterior de los cables.

Los cables coaxiales son casi insensibles a la lluvia y a la humedad; sin embargo, puede infiltrarse agua en la vaina exterior de los coaxiales con aislante macizo y en la hélice de los cables semiaireados si su extremo está dirigido hacia arriba, hacia la lluvia.

Tabla 4. Constantes dieléctricas de los principales aislantes utilizados en la confección de las antenas

Naturaleza del producto	K
Poliestireno	2,4 a 2,9
Esteatita	4,4 a 6,5
Porcelana.	6 a 7
Ebonita.	2 a 3,5
Baquelita.	5 a 7,5

Tabla 5. Longitud de los cuartos de onda de los principales tipos de líneas

Hilos paralelos. . . .	0,975λ/4
Tubos paralelos . . .	0,95 λ/4
Cable coaxial	0,65 a 0,85 λ/4
Cable retorcido . . .	0,56 a 0,65 λ/4

Siempre hay que dirigir la parte terminal de estos cables hacia abajo para evitar que el agua de lluvia penetre en el cable por capilaridad, o proteger esta parte por una caja estanca.

K = 0,79. Potencia transportable = 1 kW.

Pérdidas en dB por 10 m	0,28	0,53	0,76	1,26	2,03
Frecuencias en MHz	30	60	100	200	400

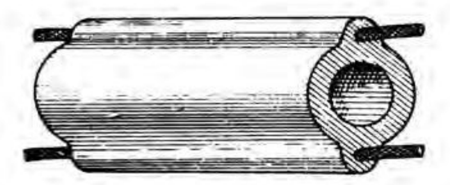


Figura 2.39. *Aspecto de un cable de emisión americano "Amphenol" 300 Ω cilíndrico.*

Existen, finalmente, líneas de hilos paralelos situados bajo un blindaje análogo al de un coaxial.

Estos cables se han realizado en los EE.UU.; comprenden dos conductores bajo vaina de polietileno y recubiertos con una trenza que forma el blindaje; estos cables tienen bajas pérdidas, incluso en 800 MHz, y han sido concebidos para la recepción de las cadenas de televisión que emiten en frecuencias de este orden de magnitud (bandas IV y V).

Este tipo de cable reúne la ventaja de la simetría, que es el patrimonio de las líneas de hilos paralelos, con la de la protección contra las perturbaciones exteriores, que es la gran baza de los cables coaxiales.

Hemos utilizado un cable de este tipo, cuyo espesor del aislante, ridículamente pequeño, causaba pérdidas catastróficas.

Longitudes de los cuartos de onda de los principales tipos de líneas en función de la frecuencia

Línea de 600 Ω . . . . $\frac{\lambda}{4} = \frac{73}{F}$

Tubos paralelos . . . . $\frac{\lambda}{4} = \frac{71}{F}$

Coaxial aislado por aire . . . . $\frac{\lambda}{4} = \frac{64}{F}$

Coaxial con aislamiento sólido . . . . $\frac{\lambda}{4} = \frac{49,5}{F}$

Línea de 300 Ω, de cinta. . . . . $\frac{\lambda}{4} = \frac{61,5}{F}$

Línea de 75 Ω (dos hilos) . . . . $\frac{\lambda}{4} = \frac{51}{F}$.

Nota: En esta tabla, las longitudes de onda están expresadas en metros y las frecuencias en MHz.

Tabla 7. Líneas de hilos paralelos

Tipo de línea	Impedancia característica Ω	Factor K	Capacidad por metro pF	Pérdidas por 30 m (en dB) a ... MHz							
				3,5	7	14	21	28	50	144	432
Línea de hilos paralelos en el aire	–	0.975	–	0,03	0,05	0,07	0,08	0,1	0,13	0,25	–
Línea de tubos paralelos en el aire	–	0,95	–	–	–	–	–	–	–	–	–
Línea de hilos paralelos con dieléctrico sólido ("twin-lead")	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
Tipo 214 080	75	0,68	60	1,5	2,1	2,9	3,6	4,1	5,5	9	15
Tipo 214 023 (emisión)	75	0,71	62	0,29	0,49	0,82	1,15	1,4	2,1	4,8	–
Tipo 214 079 (plano)	150,	0,77	31	0,46	0,66	0,97	1,2	1,4	1,9	3,3	5,7
Tipo 214 056 y 214 100	300	0,82	18	0,18	0,28	0,41	0,52	0,6	0,85	1,55	2,8
Tipo 214 185	300	0,82	15	0,14	0,22	0,34	0,43	0,51	0,72	1,35	2,6
Tipo 214 022	300	0,82	10	0,1	0,15	0,24	0,31	0,37	0,52	1	1,9
Tipo 214 271 (tubular)	300	0,82	15	0,18	0,28	0,41	0,52	0,60	0,85	1,55	2,8
Tipo 214 076 (tubular) emisión	300	0,82	12	0,14	0,22	0,33	0,41	0,48	0,68	1,25	2,3

2

Elección de un cable

La elección de un cable sólo se debe hacer después de conocer una de sus cualidades esenciales: sus pérdidas en dB por m en la frecuencia de utilización. Solamente entre varios cables que posean el mismo factor de pérdidas podrá realizarse la elección con arreglo a otras consideraciones: flexibilidad, grueso, etc.

B. – LA PARTE RADIANTE

En la primera parte A del Capítulo 2 hemos hablado de las líneas de transmisión. Estas líneas son necesarias para llevar la energía de alta frecuencia desde su fuente, que es el emisor, hasta su utilización, que es la parte radiante: la antena propiamente dicha. (Ciertas antenas funcionan sin línea de transmisión.) Hemos visto a qué leyes deben satisfacer estas líneas para funcionar correctamente. Ahora vamos a tratar de utilizar lo mejor posible esta energía que hemos aprendido a transportar con el mínimo de pérdidas.

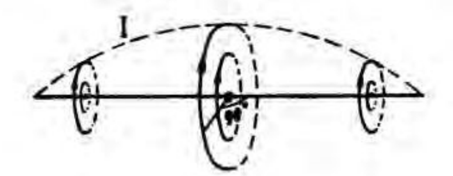


Figura 2.40. *Campo magnético creado por la corriente en la antena λ/2. En los extremos I es nula y el campo es nulo; en el centro, I y el campo son máximos. El plano de las líneas de fuerza es perpendicular a la antena.*

Una antena, repitámoslo, está hecha para radiar energía de alta frecuencia en forma de ondas electromagnéticas o, recíprocamente, para captar estar ondas y extraer de ellas energía de alta frecuencia. No es apto un dispositivo cualquiera para efectuar esta transformación.

Comprobación de la radiación

Supongamos que tomamos una espira, bien despejada de los obstáculos ambientes, y que le enviamos corriente alterna de frecuencia variable, teniendo cuidado de que esta espira no presente nunca efecto reactivo y de que pueda ser considerada, en todas las frecuencias, como una resistencia (sin inductancia ni capacidad).

Si esta espira tiene una resistencia óhmica R, la potencia disipada será RI^2 (siendo I la corriente eficaz).

Supongamos que pudiéramos medir la cantidad de energía W enviada a la espira. Entonces comprobaríamos el fenómeno siguiente: cuando la frecuencia es baja, $W = RI^2$, toda la energía enviada se disipa en calor, pero a medida que

aumenta la frecuencia, W se va haciendo superior a RI^2, es decir, una parte de la energía enviada a la espira desaparece de modo distinto que bajo forma de calor, y la proporción entre esta energía que desaparece misteriosamente y RI^2 aumenta cada vez más.

Esta energía desaparecida ha sido simplemente radiada. Si se corta la espira y se la extiende para convertirla en un conductor rectilíneo, se comprueba que para una misma frecuencia se radia mayor proporción de energía, lo cual prueba que el conductor rectilíneo radia mejor que un conductor circular. Esto explica que las antenas sean realizadas lo más frecuentemente con hilos o tubos que tienen forma rectilínea.

¿Cómo se explica la radiación? Vamos a exponer un símil de explicación que pensamos permitirá entrever el proceso.

Hipótesis sobre el modo de producirse la radiación

Cuando se estudia electricidad, se aprende que una corriente que circula en un conductor crea en torno al conductor un campo magnético cuyas líneas de fuerza se extienden en forma de círculos en un plano perpendicular al conductor. Este campo magnético será variable si lo es la corriente que lo produce. Si la corriente varía con la frecuencia f, el campo variará igualmente con la frecuencia f. Un conductor situado en este campo de modo que corte las líneas de fuerza será sede de una fuerza electromotriz de frecuencia f que originará en el conductor una corriente, igualmente de frecuencia f. Esta corriente dependerá de la resistencia del conductor. Si el conductor tiene una resistencia muy grande, un aislante, por ejemplo, la corriente será muy débil, pero la tensión existirá del mismo modo que existe entre las armaduras de un condensador aunque no pase ninguna corriente por el circuito en el que está insertado el condensador. Ahora bien, sabemos que entre las armaduras de un condensador existe un campo eléctrico que depende de la tensión entre las armaduras y que varía con esta tensión.

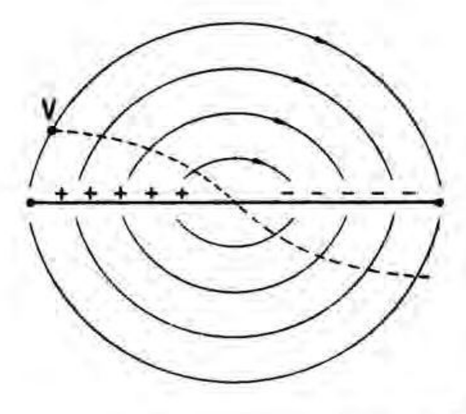


Figura 2.41. *Campo eléctrico creado por la d.d.p. entre puntos situados a uno y otro lado del centro de la antena. El plano de este campo contiene a la antena.*

Así pues, la tensión variable producida por el campo magnético va a crear un campo eléctrico variable en el espacio que rodea a la antena, el cual va a dar origen a corrientes de desplazamiento que, a su vez, crearán de nuevo un campo magnético. Habrá, por tanto, un perpetuo intercambio entre estos dos campos: campo eléctrico y campo magnético, pero este cambio no se hace instantáneamente. Así, el campo magnético creado por la antena creará un campo eléctrico antes de que haya podido restituir toda su energía al conductor que lo ha creado.

Sabemos que teóricamente un campo magnético no requiere ninguna energía para mantenerlo, pero exige una energía para crearlo, energía que restituye al desaparecer. Así pues, si el intercambio de energía fuera instantáneo, la corriente que crea el campo se encontraría reconstituida al desaparecer el campo por anulación de la corriente que lo ha producido. (En una corriente alterna, ésta se anula dos veces por período.) Como ello no es así, una parte de la energía que no ha podido volver a tiempo al conductor queda en el espacio, seguida de una misma cantidad de energía en el período siguiente. Así, progresivamente, la energía que sale de la antena empujando delante de ella a su antecesora, va a propagar esta energía en el espacio bajo las formas alternadas de estos dos campos arriba citados (Fig. 2.42).

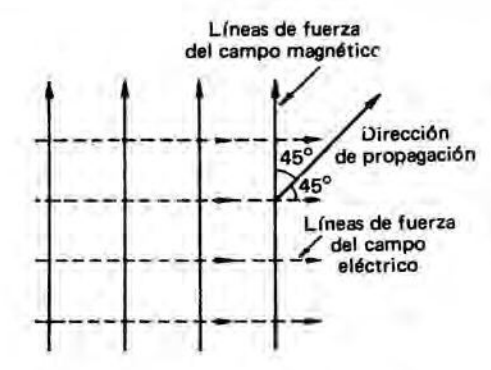


Figura 2.42. *Los campos magnético y eléctrico son perpendiculares y su plano es perpendicular a la dirección de radiación.*

Esta energía que se propaga en el espacio en forma de ondas electromagnéticas se debilitará a medida que se aleje de su fuente. Se atenuará según una ley general, en razón inversa del cuadrado de la distancia.

Para que tenga lugar el fenómeno de la radiación, es preciso que la corriente en cada punto de la antena sea variable en función del tiempo. Esto es lo que ocurre en un régimen de ondas estacionarias.

En un régimen de ondas progresivas la corriente es constante porque cada onda es reemplazada inmediatamente por otra (véase la Fig. 2.9). Ocurre el mismo fenómeno que en una dinamo en la que la corriente en una espira del inducido es alterna; es el colector el que, al conectar los bornes de salida sucesivamente a las distintas espiras en el momento en el que la tensión en ellas es máxima, hace que la corriente en la salida sea prácticamente continua.

Por el contrario, en un régimen de ondas estacionarias, la corriente varía en función del tiempo en cada punto del conductor, salvo en los nodos de corriente, en los que es constantemente nula.

Para la radiación es necesario un régimen de ondas estacionarias.

Para que haya radiación es preciso que la longitud del conductor sea del orden de magnitud de la longitud de onda. Por ello es por lo que no se comprueba este fenómeno en las frecuencias industriales. En la experiencia hecha con la espira y descrita al principio de este epígrafe, la radiación aumentaba con la frecuencia porque la longitud de onda disminuía, aproximándose cada vez más a las dimensiones de la espira.

Resonancia de la antena

Si se envía energía de alta frecuencia f a un conductor rectilíneo, esta energía alcanzará el extremo, retrocederá y se establecerá un régimen de ondas estacionarias análogo al que se ha tratado con referencia a las líneas de transmisión.

El campo electromagnético creado por la corriente que circula en este conductor será proporcional a la corriente vatiada. Ahora bien, esta corriente vatiada será máxima cuando el circuito formado por el conductor tenga una impedancia asimilable a una resistencia pura, es decir, cuando haya resonancia en la frecuencia f.

Un circuito de antena, de forma lineal porque se ha visto que es esta forma la que asegura un máximo de radiación, no se parece a los circuitos oscilantes habituales, en los que la autoinductancia y la capacidad están separadas y acumuladas. En el circuito lineal, la autoinductancia, la capacidad y la resistencia óhmica están repartidas en cada elemento de conductor. El conductor más pequeño capaz de entrar en resonancia en una frecuencia dada es el que permite a la energía de alta frecuencia dar una ida y vuelta durante un período.

Este camino recorrido durante un período es precisamente igual a la longitud de onda λ, que vale:

$$\lambda \text{ en mm} = \frac{300.000.000}{\text{f (Hertzios)}}$$

Ocurrirá lo mismo si el conductor tiene una longitud igual a n veces $\lambda/2$.

Longitud real de una línea en resonancia

En realidad no es así del todo. Un conductor que tenga exactamente una longitud de $\lambda/2$ será demasiado largo para entrar en resonancia.

Esto proviene del efecto de acortamiento debido a la capacidad existente entre los elementos del conductor que están a potenciales diferentes.

En los circuitos oscilantes corrientes, cuanto mayor es la capacidad, tanto más hay que acortar las bobinas que constituyen la inductancia.

Si para fabricar antenas se emplean conductores cada vez más gruesos, la capacidad aumenta, pues las superficies de los electrodos aumentan, y para compensar la reactancia creada por esta capacidad creciente, hay que acortar cada vez más el conductor.

El factor de acortamiento es, por tanto, función de la razón del diámetro del conductor a la longitud de onda.

Para grandes longitudes de onda se emplea hilo de pequeño diámetro y la razón d/λ es muy pequeña, pero para las longitudes de onda cortas se utiliza de preferencia tubo y la razón d/λ resulta relativamente importante.

Tabla 8

$\frac{\lambda}{2d}$	50	70	100	150	400	800	1 000	4 000	10 000	30 000	100 000
Factor de acortamiento	0,92	0,93	0,935	0,94	0,95	0,955	0,960	0,965	0,97	0,975	0,98

Si se emplea un conductor de 2 cm de diámetro en una frecuencia de 150 MHz, la razón $\lambda/2d$ es igual a $200/4 = 50$ y el conductor deberá tener una longitud de 920 mm en lugar de un metro (véase la Tabla 8).

Cuando se trata de hilo, interviene otro factor. Un hilo de 2 mm de diámetro y 40 m de longitud no puede sostenerse solo y hay que fijarlo en cada extremo a un soporte aislante. Este aislante imperfecto equivale a una cierta longitud de conductor que, en cierto modo, prolonga la antena, lo cual obliga a un nuevo acortamiento. Es difícil de evaluar el efecto causado por el aislante terminal; depende de la constancia dieléctrica del aislante, de su longitud, si se trata de aisladores, como es lo corriente, los rodea un bucle de hilo; hay efecto de capacidad entre el hilo de la antena propiamente dicho y los hilos que unen los aisladores al soporte, muro, mástil... Todo ello contribuye a modificar la longitud de hilo que asegure la resonancia. Se evalúa generalmente en un 5% el acortamiento debido a este fenómeno, pero no hay nada como el reglaje de la longitud con ayuda de la pinza cortante y de un aparato que permita comprobar la resonancia, por ejemplo el "grid-dip" (véase el capítulo de las medidas). Se cortará el hilo un poco más largo de lo necesario, se medirá su frecuencia de resonancia, que será entonces demasiado baja, se cortará una pequeña longitud de hilo y se buscará de nuevo la resonancia. Después de algunos cortes de pinza y mediciones sucesivos se alcanzará el objetivo, que es la resonancia de la antena en la frecuencia deseada.

Si el hilo no es perfectamente rectilíneo y presenta codos, lo cual puede ser necesario si no se dispone de espacio suficiente para tender la longitud deseada en línea recta, la capacidad aumentará, el aislador situado en el codo tendrá también su influencia y la antena habrá de ser más corta que si fuera rectilínea.

Hay, pues, que persuadirse de que es imposible calcular una antena con precisión, pues hay imponderables que no pueden cifrarse: efecto de los aisladores, de los obstáculos circundantes, de la oxidación del hilo... Por ello las fórmulas que damos no tienen otro objeto que el de dar un orden de magnitud, una base de partida para los ensayos ulteriores que son los únicos que permitirán asegurar un funcionamiento óptimo con ayuda de mediciones y retoques sucesivos.

Formación de ondas estacionarias en la antena

Cuando se envía energía de alta frecuencia a una antena de media onda, la corriente va hacia el extremo y vuelve después. La corriente de vuelta y la que la sigue en el trayecto de ida son iguales en el extremo y la corriente resultante es allí nula; pero cuanto más nos alejemos del extremo hay más diferencia entre la corriente que va y la que vuelve. En el centro de la antena, la corriente reflejada ha recorrido media onda más que la corriente que va hacia el extremo ($\lambda/4 + \lambda/4 = \lambda/2$). Esto corresponde a una diferencia de fase de 180°.

Por otra parte, al circular la corriente reflejada en sentido contrario al de la corriente de ida, ello corresponde a un nuevo desfase de 180°. El desfase total es, pues, de 360°, o sea nulo. En el centro de la media onda las corrientes incidente y reflejada están en fase y se suman. Allí la corriente es, pues, máxima.

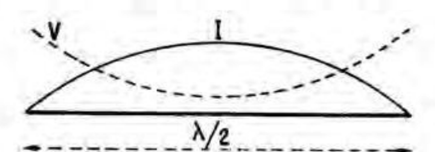


Figura 2.43. *Reparto de I y V en una antena de media onda sin tener en cuenta las fases.*

Si la alimentación se hace en el centro de la antena de media onda, en el punto de alimentación la corriente está en fase con la tensión en la línea de alimentación, que supondremos funciona correctamente. Acabamos de ver que la corriente resultante está en fase con la corriente de salida, en el centro de la antena; por tanto, en este punto, al estar la corriente en fase con la tensión, la antena es asimilable a una resistencia pura (Fig. 2.43).

Efectos producidos en una antena mal dimensionada

Por supuesto, esto sólo es válido si la antena tiene una longitud conveniente. Si es demasiado larga, la corriente resultante será retrasada respecto a la tensión

porque la corriente reflejada ha de recorrer demasiado camino; la antena equivale a una resistencia en serie con una autoinductancia; presenta una reactancia inductiva.

Si la antena es demasiado corta, la corriente reflejada llega demasiado pronto y la corriente resultante está adelantada respecto a la tensión. La antena equivale a una resistencia en serie con una capacidad; presenta una reactancia capacitiva.

La reactancia será tanto mayor cuanto más alejada esté la longitud de la antena de la que asegura la resonancia.

Si la antena tiene una longitud de varias semiondas, la tensión será siempre máxima en los extremos y la corriente nula; y en $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ etc., la corriente será máxima (Fig. 2.44).

Dado que la antena radia, la energía se pierde a medida que progresa en la antena; por ello la corriente que vuelve no es igual a la corriente de ida, salvo en el extremo, en el que es forzosamente la misma.

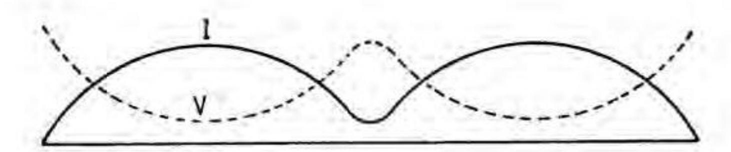


Figura 2.44. *Reparto de I y V en una antena de onda entera sin tener en cuenta las fases.*

Si la antena está en resonancia y, por tanto, equivale a una resistencia pura, toda la energía enviada a la antena desaparece completamente *en forma de calor* en la resistencia óhmica de la misma y *en forma de radiación,* suponiéndose disipada esta última energía en una resistencia fiticia llamada resistencia de radiación.

Rendimiento de una antena

La razón de la energía radiada por la antena a la que le suministra la alimentación expresa el rendimiento de la antena.

La diferencia entre ambas se disipa en calor en la resistencia óhmica de la antena.

Si la corriente es I en un vientre de intensidad, R la resistencia de radiación y ρ la resistencia óhmica, siendo ésta la resistencia que, supuesta acumulada en el vientre de intensidad y, por tanto, recorrida por la intensidad I, disiparía la energía efectivamente disipada en la antena en forma de calor, se tienen las relaciones siguientes:

(La resistencia óhmica está repartida por igual entre los puntos de la antena y puede calcularse en función de la frecuencia como se ha indicado en el epígrafe A del Capítulo 2. Pero la corriente no es la misma en cada punto de la antena, y por ello hay que calcular para cada punto el producto ri y hallar la suma de todos los términos. El cálculo integral nos muestra que esta suma es equivalente al producto de la mitad de la resistencia óhmica total del conductor por el cuadrado de la corriente en el vientre de intensidad, $\rho = 1/2\ r$).

La energía radiada es, pues: RI^2.

La energía disipada en calor, $1/2\ rI^2$.

El rendimiento es:

$$\frac{RI^2}{RI^2 + \frac{1}{2}\ rI^2} = \frac{R}{R + \frac{1}{2}r} = \frac{1}{1 + \frac{r}{2R}}$$

r es la resistencia óhmica de toda la antena.

El rendimiento será, pues, tanto mayor cuanto menor sea r frente a R.

Para un conductor dado, el rendimiento aumentará con la resistencia de radiación. Si se consigue aumentarla, se aumentará el rendimiento.

Para aumentar el rendimiento se podrá tratar de reducir la resistencia óhmica empleando conductores más gruesos, pero habrá que asegurarse de que ello merezca la pena.

Así, si una antena de media onda cuya R vale 66 Ω tiene una resistencia óhmica de 4 Ω, el rendimiento será:

$$\frac{1}{1 + \frac{4}{2 \times 66}} = 97{,}5\ \%, \text{ y, por tanto, excelente}$$

No se ganaría prácticamente nada empleando hilo más grueso.

Pero si esta antena de media onda tiene una R de 5 Ω, lo cual puede ocurrir si se sitúa cerca de ella otra antena de media onda alimentada en oposición de fase, el rendimiento será entonces:

$$\frac{1}{1 + \frac{4}{2 \times 5}} = 71{,}5\ \%$$

Se ganaría ahora mucho utilizando un conductor mucho menos resistente.

No hay que confundir el rendimiento con la ganancia de una antena. El rendimiento condiciona la radiación total, y la ganancia condiciona el reparto de esta radiación en el espacio.

El hecho de que la energía se disipa en radiación al propagarse en la antena hace que la corriente reflejada sea inferior a la corriente incidente; ocurre lo mismo con la tensión reflejada. La tensión en el centro de la antena $\lambda/2$ ya no es nula sino que pasa por un mínimo y es la relación entre esta tensión y la corriente máxima que existe en este punto la que define la resistencia de radiación; ésta, recordémoslo, es la que existe en un vientre de intensidad, pues la impedancia varía a lo largo de la antena; es mínima en el centro (para la antena de media onda, por supuesto).

Variación de la resistencia de radiación

Esta resistencia, para una antena de media onda aislada en el espacio y suponiéndola hecha de un hilo infinitamente delgado, es igual a 73 Ω, pero disminuye con la razón $\lambda/2d$ de la media longitud de onda al diámetro del hilo (véase la Tabla 9).

Tabla 9

$\frac{\lambda}{2d}$	50	60	70	100	200	400	1 000	3 000	10 000	100 000	∞
Resistencia de radiación de una antena de media onda en Ω	56	58	59	60	61	62	62,8	64	65	67	73

Para una razón $\lambda/2d$ = 10.000, cae hasta 65 Ω.

Para una razón $\lambda/2d$ = 50, es sólo de 56 Ω.

Varía igualmente con la desintonización de la antena.

Disminuye si la antena es demasiado corta; aumenta si es demasiado larga, pero esta variación es bastante pequeña cerca de la resonancia.

La variación de reactancia es mucho más pronunciada, sobre todo, si la razón $\lambda/2d$ es grande. Por ello, si se quiere que una antena pueda funcionar en una cierta banda de frecuencia, habrá que emplear un conductor grueso. Esto es fácil con las ondas muy cortas. Se puede decir que una antena de hilo tiene una curva de resonancia muy puntiaguda, mientras que una antena de hilo grueso o de tubo tiene una curva de resonancia mucho más aplanada; es menos selectiva; su coeficiente de sobretensión es más débil.

Hemos supuesto hasta ahora que la antena está aislada en el espacio. En realidad no es así, dada la presencia del suelo. Sin embargo, si la antena es paralela al suelo, a una distancia del mismo superior a dos o tres longitudes de onda, la antena puede ser considerada como aislada en el espacio. Para las ondas muy

cortas, esta condición se realiza prácticamente. Una antena para 150 MHz, o sea una longitud de onda de 2 m, situada a 10 m del suelo (5λ), cumple plenamente estas condiciones.

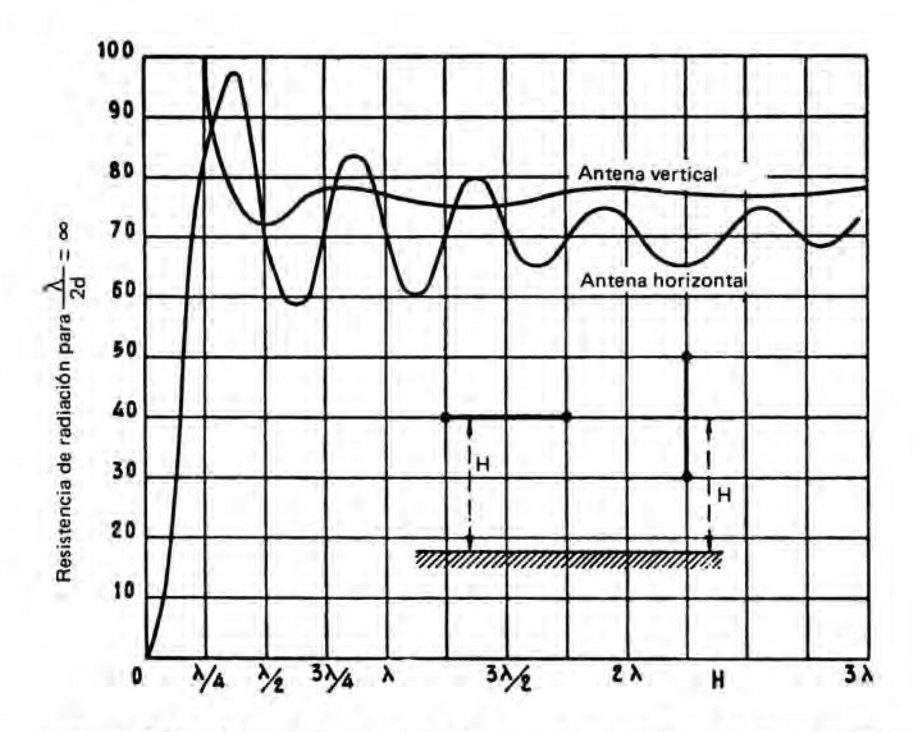


Figura 2.45. *Altura sobre el suelo de la antena de media onda horizontal o del centro de la antena de media onda vertical. Variación de la resistencia de radiación con la altura sobre el suelo. La resistencia de radiación es la que existe en un vientre de corriente.*

Si la distancia de la antena al suelo es pequeña comparada con la longitud de onda, la resistencia de radiación varía según la altura de la antena sobre el suelo. Las curvas de la Figura 2.45 nos muestran las variaciones en función de la altura. Para la antena horizontal de media onda, la resistencia de radiación oscila a ambos lados de un valor medio que es el de la antena aislada en el espacio. Alcanza este valor medio en los múltiplos de λ/2d. Se supone un suelo perfectamente conductor y un hilo de antena infinitamente delgado. Al no ser así, se aplicarán las correcciones antes indicadas según la razón λ/2d (Tabla 9).

Para la antena vertical las variaciones son insignificantes.

Si el suelo no es perfectamente conductor, se podrá realizar su equivalente enterrando capas de conductores en el suelo; es lo que se llama un contrapeso.

Antena de cuarto de onda

Un suelo conductor actuando como reflector puede permitir la utilización de una antena λ/4 cuando existe la imposibilidad de realizar una antena λ/2. La antena de cuarto de onda reflejada por el suelo será equivalente a una de media onda. La corriente máxima tendrá lugar en la unión del cuarto de onda con el suelo, y la resistencia de radiación será la mitad de la de una de media onda normal, o sea de aproximadamente 35 Ω (Fig. 2.46).

El suelo puede estar representado por una capa cualquiera que sirva de masa como en la antena "Ground plane" que será estudiada más adelante. Para las estaciones de radiodifusión de ondas medias, que utilizan mástiles verticales como antenas, se emplea casi exclusivamente esta antena λ/4, que entonces es realizable prácticamente al máximo.

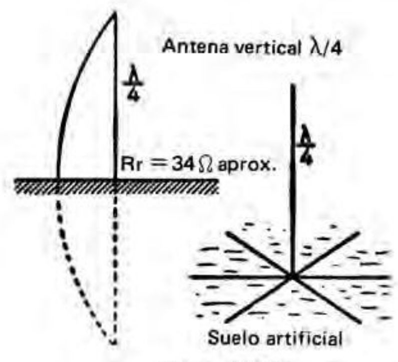


Figura 2.46.

Sólo hemos hablado de antenas λ/2 ó de sus emparentadas, las antenas λ/4 unidas al suelo.

Si se alarga una antena progresivamente, varía la impedancia en el centro. Es nula en una antena inexistente (de longitud cero), alcanza 73 Ω (aislada en el espacio) para una de media onda de hilo infinitamente delgado; aumenta progresivamente hasta alcanzar un valor máximo de 1.000 a 10.000 Ω según la razón λ/d para una longitud igual a λ; disminuye hasta llegar aproximadamente a 73 Ω para 3/2λ; después vuelve a subir hasta algo menos de los valores máximos precedentes para una longitud de 2λ.

Todo esto se explica: cuando la antena tiene una longitud λ, la mitad es λ/2; la corriente reflejada recorre en ida y vuelta una longitud λ, lo cual no origina ningún desfase, pero queda el desfase de 180° debido a la inversión de la corriente en el extremo, lo cual hace que la corriente reflejada esté en oposición de fase con la corriente incidente. Siendo aquélla inferior a ésta, la diferencia no es nula, pero la corriente resultante, siguiendo en fase con la tensión, es mínima. La tensión ahí es máxima y, por tanto, la impedancia es máxima (véase la Fig. 2.47).

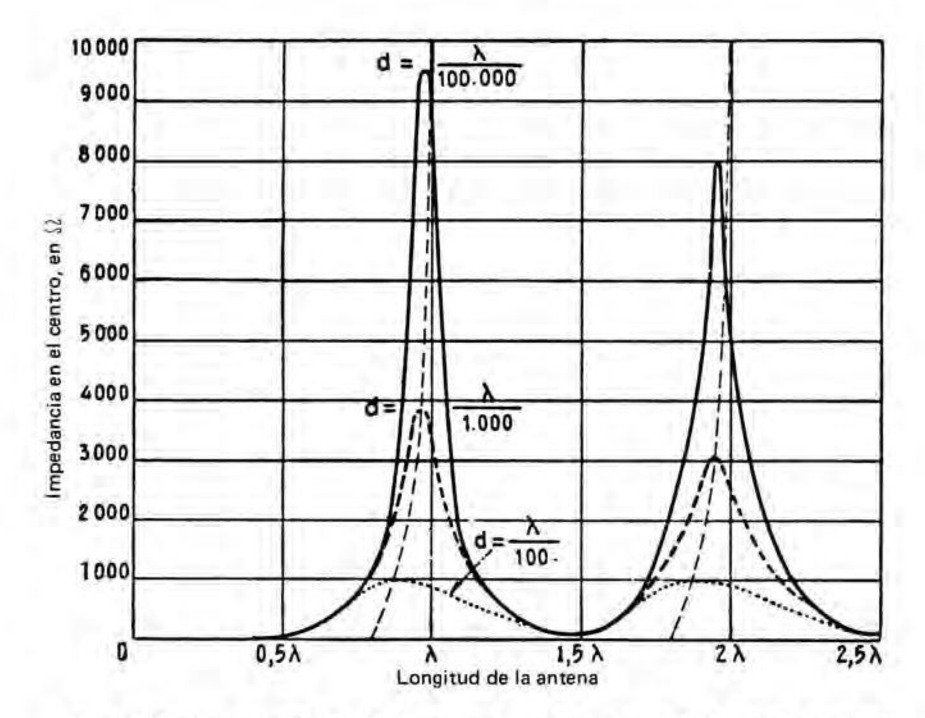


Figura 2.47. *Variación de la impedancia en el centro de la antena según su longitud y la razón λ/d. Para una antena de media onda es del orden de 60 a 72 Ω y, por tanto, inapreciable en estas curvas, que tienen, sobre todo, por objeto mostrar la impedancia en los vientres de tensión. Las cúspides de las curvas se alejan de λ tanto más cuanto menor es λ/d (ver Tabla 8).*

Para todos los múltiplos impares de λ/2, el centro es un vientre de intensidad y, por ello, un punto de mínima impedancia.

Para todos los múltiplos pares de λ/2, el centro es un vientre de tensión y, por ello, un punto de máxima impedancia.

Pero en todos los múltiplos pares o impares de λ/2, la corriente está en fase con la tensión, y la reactancia es nula.

Esta reactancia es máxima en la proximidad de los múltiplos pares de λ/2 y varía también, como la resistencia de radiación, con la razón λ/d.

Cuando se alimenta la antena en un punto de mínima impedancia, se habla de una alimentación en intensidad.

Cuando se alimenta la antena en un punto de máxima impedancia, se habla de una alimentación en tensión.

No hay que confundir la impedancia en el punto de alimentación con la resistencia de radiación.

2

Funcionamiento de una antena en armónicos

Una antena puede funcionar en los armónicos de la frecuencia para la que ha sido ideada.

Una antena de media onda en la frecuencia f es una antena de onda entera en la frecuencia 2f, una antena de $3\lambda/2$ en la frecuencia 3f, una antena de doble onda en la frecuencia 4f.

Sin embargo, la resonancia establecida en la frecuencia f no se establecerá perfectamente en la frecuencia 2 f. La razón es que el efecto de los aisladores no se hace notar para cada media onda sino sólo para los extremos, y la fórmula aproximada $1 = 0{,}95\ \lambda/2$ se convierte en:

$$1 = (n - 0{,}05)\frac{\lambda}{2}$$

donde n es el número de semiondas.

Así, para una longitud de onda de 200 m (1.500 kHz), la antena de media onda tendrá una longitud de 95 m.

Si se utiliza esta antena en el armónico 2, o sea 2.000 kHz ($\lambda = 100$ m), la longitud tendrá que ser:

$$l = 1{,}95 \times \frac{100}{2} = 97{,}5 \text{ m}$$

La antena de 95 m de longitud no será pues, conveniente para el armónico 2 de su fundamental. Estará en resonancia para una onda de unos 97 m. Se ve que el funcionamiento de las antenas en armónicos no es, ni con mucho, perfecto.

Sin embargo, en las bandas de aficionados se podrá encontrar en las distintas bandas una frecuencia en la que la antena está en resonancia. Estas diversas frecuencias no serán, evidentemente, múltiplos unas de otras, y un mismo cristal funcionando en armónicos no podrá asegurar un rendimiento óptimo en todas las bandas.

Por otra parte, cuantas más semilongitudes de onda contenga la antena, más aumentará su resistencia de radiación (véase la Figura 2.48).

La resistencia de radiación será, pues, mayor en los armónicos que en la fundamental. La Figura 2.48 supone que la antena está en resonancia; por ello el valor de la resistencia de radiación para 4λ, que vale 130 Ω, es en realidad la que existe en el vientre de intensidad de una antena cuya longitud es próxima a 4λ, o sea aproximadamente 3,975 λ según la fórmula:

$$\left(\frac{n - 0{,}05}{2}\right)\lambda \; (n = \text{n}^{\text{o}} \text{ de } 1/2\ \lambda)$$

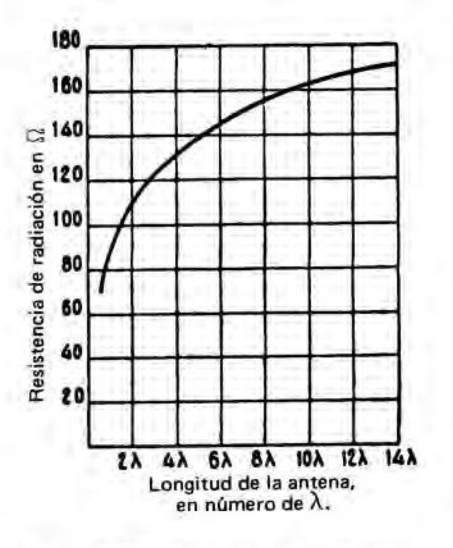


Figura 2.48. *Resistencia de radiación en función de la longitud de la antena, supuesta en resonancia.*

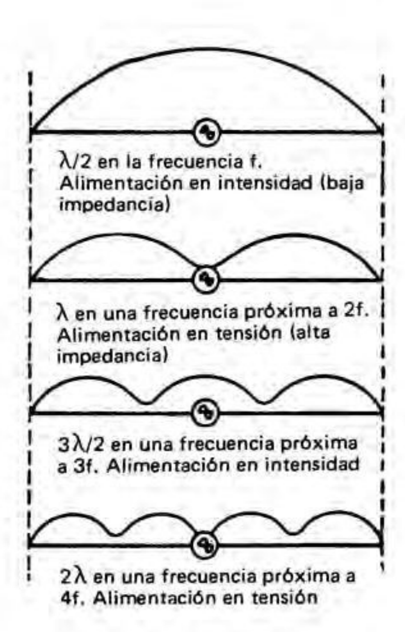
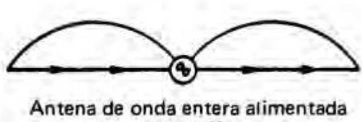


Figura 2.49.

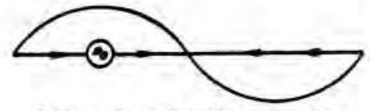
Si la antena de media onda está alimentada en su centro, la alimentación se hace en intensidad (con baja impedancia); será así para los armónicos impares. Para los armónicos pares la alimentación se hará en tensión (con alta impedancia) (véase la Figura 2.49).

Si la alimentación de la antena de media onda se hace en un extremo, es decir, en tensión, se hará en tensión en todos los armónicos (véase Capítulo 3: antena sin "feeder" alimentada en tensión).

Una antena de onda entera puede ser alimentada en intensidad en dos puntos y en tensión en tres puntos. Según sea el modo de alimentación, las corrientes en las dos semiondas que constituyen la onda entera estarán en oposición de fase o en fase (véase Figura 2.50).



Antena de onda entera alimentada en tensión



Antena de onda entera alimentada en intensidad

Figura 2.50.

2

Polarización de una antena

La polarización de una antena está definida por la dirección de las líneas de fuerza del campo eléctrico respecto a la tierra.

Como el plano de las líneas de fuerza contiene la antena, una antena horizontal emitirá ondas polarizadas horizontalmente y una antena vertical ondas polarizadas verticalmente.

Si se emplean sistemas de antenas que lleven elementos de polarizaciones diferentes, por ejemplo elementos verticales y horizontales, la polarización resultante será intermedia entre la horizontal y la vertical y dependerá de la respectiva intensidad de los campos componentes.

A distancia relativamente corta del emisor, la mejor recepción se obtiene por una antena receptora que tenga respecto al suelo la misma disposición que la antena emisora. A gran distancia se produce, a causa de las reflexiones en la atmósfera, una rotación de la polarización que hace que la posición de la antena receptora sea indiferente y entonces habrá que elegir la posición de la antena receptora para que capte la menor cantidad de parásitos locales y esté despejada lo más posible de obstáculos circundantes. Estas condiciones implican lo más frecuentemente una disposición horizontal de la antena.

Capítulo 3

El ramal radiante

Cálculo de la longitud

El cálculo de una antena puede parecer pretencioso, pues sería difícil tener en cuenta todos los factores que pueden tener repercusión sobre su funcionamiento; nosotros nos limitaremos a la determinación de la longitud aproximada de un ramal radiante que deba resonar en una frecuencia dada. Una vez establecida la antena, podremos comprobar si resuena efectivamente en la frecuencia calculada y, en caso contrario, podremos llevarla, con ayuda de la pinza cortante, a radiar exactamente en esa frecuencia.

La fórmula que sigue, que da la longitud en metros de un ramal radiante, tiene en cuenta el hecho de que la antena puede vibrar en la frecuencia deseada, bien sea en fundamental o bien en armónico:

$$L = \frac{(n - 0{,}05) \cdot 150}{F}$$

n = número de semiondas,

F = frecuencia en MHz.

La longitud de la semionda sería igual a 150/F en el aire.

El factor:

$$(n - 0{,}05) = 0{,}95$$

en el caso de una semionda, tiene en cuenta el hecho de que la propagación de las ondas no se hace a la misma velocidad en los metales (hilo de antena, tubo) que en el aire.

La tabla siguiente da la fórmula simplificada para distintos valores usuales de n:

$n = 1$	$n = 2$	$n = 4$	$n = 8$
$L = \frac{142,5}{F}$	$L = \frac{292,5}{F}$	$L = \frac{592,5}{F}$	$L = \frac{1\,192,5}{F}$

Se ve inmediatamente que una antena que radie en 7 MHz en semionda no radia en 14 MHz en onda entera, sino en una frecuencia superior; y si se ha cortado la antena para la frecuencia de un cristal en semionda, ya no está regulada en el armónico 2 de este cristal si funciona en onda entera.

Tomemos un ejemplo:

Tenemos una frecuencia de 7.100 kHz, o sean 7,1 MHz.

La semionda tiene una longitud:

$$L = \frac{142,5}{7,1} = 20,07 \text{ m}$$

En la banda de 14 MHz, este cristal da una frecuencia de 7,1 × 2 = 14,2 MHz, en tanto que nuestra antena de 20,07 m vibra en una frecuencia de:

$$F = \frac{292,5}{20,07} = 14,573 \text{ MHz}$$

y resuena en una frecuencia fuera de banda para los aficionados (14-14,350).

La antena que vibrase en la frecuencia del cristal tendría una longitud:

$$L = \frac{292,5}{14,02} = 20,60 \text{ m aprox.}$$

¿Cómo se mide una antena?

Si está constituida por un tubo apoyado en su centro, es fácil medir su longitud; pero si está constituida por un hilo, hay que hacer un bucle en cada extremo para fijarlo al aislador, y es cierto que este bucle no se comporta como un hilo único. Se acostumbra a considerar como longitud del hilo la distancia que separa los dos agujeros de los aisladores (Fig. 3.1).

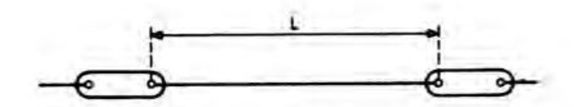


Figura 3.1. *La longitud del ramal horizontal es igual a la distancia entre los agujeros de los aisladores.*

Es prudente dar a la antena una longitud mayor que la calculada, pues es más fácil acortar un hilo que alargarlo. Téngase cuidado de medirla varias veces para evitar causas de error.

La longitud depende de la naturaleza del conductor que constituye la antena, de su diámetro y de la frecuencia.

Se sabe, por otra parte, que las corrientes de alta frecuencia se propagan sobre todo en las zonas superficiales de la sección de los conductores (efecto pelicular).

Todo ello muestra que la longitud de un ramal radiante calculada por la fórmula no es más que un orden de magnitud, muy próximo al valor exacto que se determina experimentalmente.

Además, toda antena no resuena en una frecuencia única, sino en una cierta banda de frecuencias más o menos extendida a ambos lados de la resonancia, y ello con un debilitamiento despreciable.[1]

Constitución de un ramal radiante

Para el ramal radiante se emplea, en las antenas de longitud superior a 10 m, hilo de cobre de un diámetro al menos igual a 20/10, de preferencia esmaltado para evitar la oxidación, que modifica la superficie del hilo, precisamente la que asegura la circulación de la corriente de HF.

No debe utilizarse cable dividido, cuyos ramales se oxidan y que, al estar retorcidos, cuando están oxidados, se vuelven mucho más largos que el propio cable (la corriente de HF ya no pasa de un ramal a otro del cable; sigue cada ramal).

Para las antenas plegadas ("folded") se puede utilizar hilo de 15/10 mm, pues la corriente de HF es más débil.

Es cada vez más corriente emplear, para realizar las antenas de 10 m o menos de ramal radiante, tubos de cobre o de duraluminio. Los autores han utilizado tubo de hierro delgado con revestimiento interior de papel alquitranado del tipo empleado para las instalaciones eléctricas de cueva. Este tubo se oxida difícilmente, es muy ligero y a veces más fácil de encontrar que el tubo de duraluminio. Tiene, además, la ventaja de poder soldar los "feeders" directamente.

El tubo de cobre es raro, caro y pesado y, por ello, poco utilizado.

El tubo de duraluminio es rígido y ligero, pero tiene el inconveniente de no poder soldarse y hay que desconfiar de los malos contactos, pues el aluminio se oxida superficialmente.

---

[1] La antena no es otra cosa que un circuito sintonizado análogo a los circuitos de HF o MF de los receptores; como ellos, tiene una curva de resonancia más o menos puntiaguda según sean las pérdidas y el sistema adoptado.

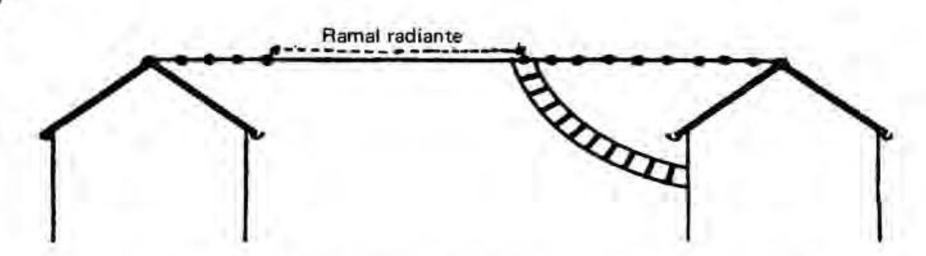


Figura 3.2. *Buena disposición. El ramal radiante está bien despejado.*

El ramal radiante debe estar bien despejado respecto a los obstáculos circundantes. Hay que evitar disponerlo paralelamente a desaguaderos, cumbreras de zinc, capas de hilos eléctricos.

Se irá, de preferencia, de un soporte en una casa a otro en otra casa, quedando el ramal radiante sobre un espacio libre, en vez de ir de un soporte a otro en un mismo edificio, pues quedaría paralelo a la cumbrera o a los desaguaderos metálicos (Figs. 3.2 y 3.3).

Sin embargo, un hilo dispuesto a una decena de metros por encima del suelo o a 5 m por encima de un tejado puede considerarse bien despejado.

Si no se opone ningún obstáculo a la radiación de la antena, hay interés en no elevar demasiado el ramal radiante, pues la proximidad del suelo, sobre todo si es buen conductor, aumenta la ganancia, actuando el suelo como reflector.

También es posible disponer el ramal radiante verticalmente, salvo para las bandas de 80 y 40 m pues la semionda tendría respectivamente cerca de 40 ó 20 m de longitud, y no se figura uno a un aficionado montando un mástil metálico de 50 ó 25 m para sostener tal antena, sin contar que la absorción de este mástil sería considerable.

Para las bandas de 20 m e inferiores se puede utilizar una antena vertical, a condición de que el ramal pueda estar completamente despejado de obstáculos, lo cual es excepcional. Esta antena, ventajosa por su diagrama de radiación, es difícil de instalar y de alimentar. Es poco utilizada para emisión, salvo en VHF;

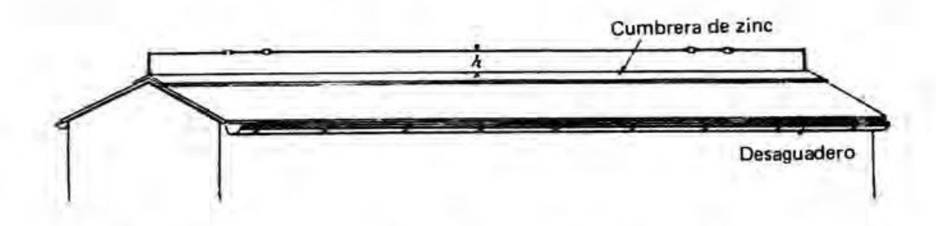


Figura 3.3. *Disposición a evitar, a menos que h sea grande.*

en cambio, es interesante en la recepción, pues permite la escucha de las estaciones que emiten desde todas las direcciones, y se impone cuando falta sitio.

Veremos en el Capítulo 8 los medios experimentales que permiten controlar la frecuencia de resonancia de las antenas.

La antena doblete

La impedancia en el centro de una antena de media onda normalmente despejada y a una altura de unos diez metros sobre el suelo es muy próxima a 73Ω. Es un dato fundamental que importa retener en la memoria para todo lo que va a seguir. Así, si se adapta al centro de un ramal radiante de media onda un "feeder" de alimentación de 73Ω de impedancia, se funcionará en condiciones ideales. No nace ninguna onda estacionaria, y las pérdidas son muy reducidas.

¿Cuál solución permite obtener un "feeder" de 73Ω? Si nos dirigimos a la Tabla 7 vemos que una línea de hilos paralelos es irrealizable por un aficionado, pero un cable coaxial cuyo conductor exterior tenga un diámetro de 3,5 veces el del conductor interior responde a la cuestión.

El término "doblete" es un poco inexacto, pero nosotros englobaremos en este mismo vocablo los dos sistemas de alimentación de una antena de media onda en el centro. El acoplamiento del lado emisor se hace muy simplemente por una o varias espiras, más o menos acopladas a la self del P.A., lado frío. Por lo demás, el número de espiras de acoplamiento no se deja al azar, sino que se calcula como se verá en el Capítulo 7.

Así pues, esta antena no tiene nada de particular, salvo su sistema de alimentación (Fig. 3.4). Se calcula del modo clásico y funciona en frecuencias de armónicos impares. Aparte de una adaptación perfecta, el cable coaxial permite realizar "bajadas" cómodas. Se puede impunemente hacerlo pasar por una chimenea, atravesar y seguir las paredes e incluso fijarlo a ellas sólidamente.

Hemos descrito en primer lugar esta antena sencilla para señalar esta verdad: todas las antenas de media onda se asemejan en cuanto al ramal radiante, que se calcula siempre del mismo modo por la fórmula antes citada. Sólo difieren por el modo de alimentación. La impedancia de la línea de alimentación debe ser igual a la de la antena en el punto en el que está fijada. Estos son los principios fundamentales que rigen la realización de las antenas alimentadas por líneas con ondas progresivas.

La antena en V invertida

No se trata aquí de una antena original por su principio, pero sí interesante y cómoda por su instalación práctica y por su rendimiento.

De hecho no es más que un doblete cortado en media onda cuyo centro está suspendido en un punto alto: cima de un soporte o mástil, y cuyos extremos

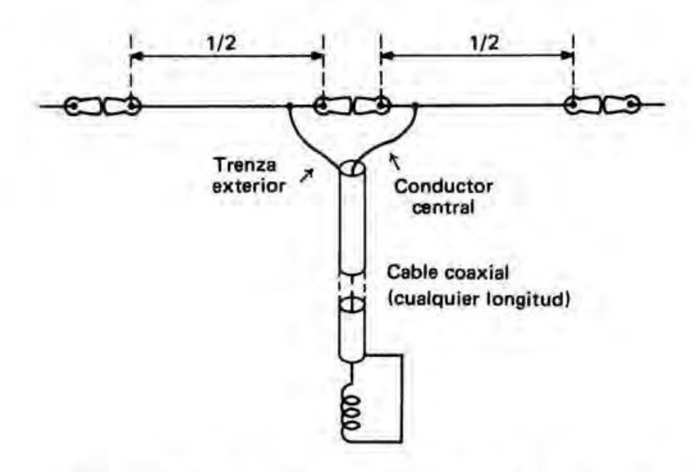


Figura 3.4. *Antena doblete con bajada de cable coaxial. El aislador central no cuenta para el cálculo de de la longitud del ramal horizontal.*

se llevan hacia el suelo para apoyarse cada uno en una estaca clavada en la tierra o sujetarse a una rama a algunos metros del suelo. La distancia entre los dos puntos de sujeción se ha de determinar de tal modo que el ángulo entre los dos hilos en la cumbre sea sensiblemente como mínimo un ángulo recto, sin pasar de 120° (Fig. 3.5).

Debe observarse, sin embargo, que un doblete convenientemente cortado y resonante, por consiguiente, en una frecuencia dada, no puede transformarse en

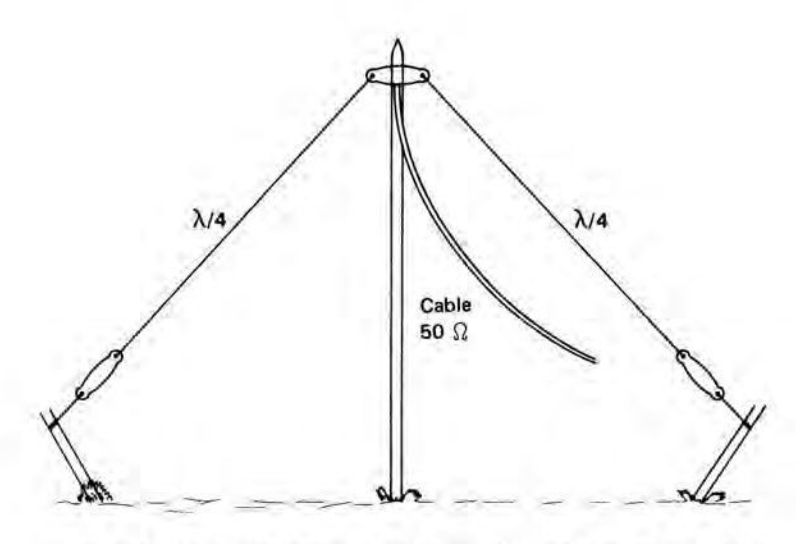


Figura 3.5. *Doblete de media onda transformado en V invertida.*

un dipolo en V invertida sin retoques previos. En efecto, los extremos presentan con el suelo una capacidad no despreciable que reduce su frecuencia. Por ello hay que reducir igualmente la longitud del hilo en cada extremo hasta hallar una sintonía en el "grid-dip" u obtener el mayor porcentaje posible de ondas estacionarias. Se partirá, pues, de la fórmula, ya bien conocida, de 142,5/F, que da la longitud en función de la frecuencia, con la certeza de que habrá que reducirla ligeramente poco a poco hasta completa satisfacción.

A causa del pliegue de la antena sobre sí misma y de su separación irregular del suelo, la impedancia en el centro se sitúa cerca de los 50Ω, lo que quiere decir que un cable coaxial, de preferencia simetrizado, resulta perfectamente adecuado.

Las ventajas de esta antena, además de su excelente rendimiento, son de tres órdenes:

- un solo soporte elevado,
- mínima ocupación de espacio, lo cual es apreciable cuando el sitio está limitado.
- acceso inmediato a los extremos, lo cual permite ajustar cómodamente la longitud con precisión.

La antena multidoblete

La antena multidoblete no es una idea nueva; tampoco es revolucionaria, puesto que su funcionamiento no es diferente del de un doblete de media onda.

Es multidoblete porque está formada por un cierto número de elementos de media onda reunidos en su centro, a razón de uno por banda. Una sola línea de alimentación de 70Ω es suficiente para unir el conjunto al emisor. Es, pues, más propiamente hablando, una antena múltiple alimentada por un solo "feeder", como lo muestra la Figura 3.6.

Consideremos uno de los dobletes, cortado para una banda determinada según la fórmula: L metros = 142,5/frecuencia en MHz. Su impedancia en la frecuencia para la que ha sido cortado es próxima a 70Ω. Los otros ramales, cortados para otras bandas, son demasiado cortos o demasiado largos, y su funcionamiento en la frecuencia considerada resulta muy complejo, su impedancia infinitamente más elevada (varios miles de ohmios) y su radiación despreciable. Así, todo sucede como si sólo hubiera prácticamente un ramal único en cuanto a radiación e impedancia.

Si a esto se añade que una antena de media onda funciona muy correctamente en el tercer armónico, se adivina que con un sistema de cuatro hilos cortados en su centro, se puede trabajar con un solo "feeder" de ondas progresivas y, por tanto, de cualquier longitud, en todas las bandas decamétricas autorizadas, y ello con un porcentaje de ondas estacionarias extremadamente cercano a 100%, como con un doblete sencillo.

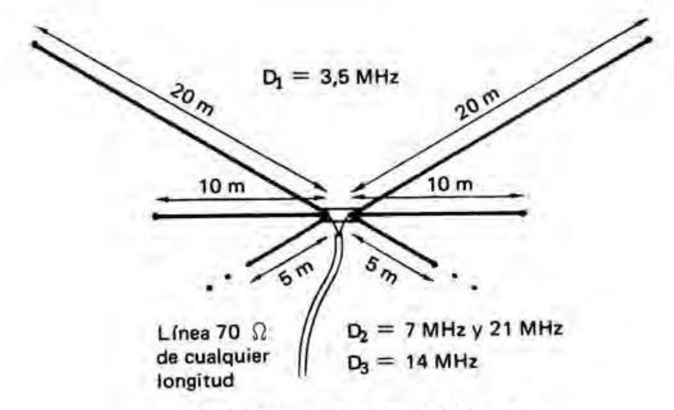


Figura 3.6. *Antena multidoblete.*

Por supuesto que esta antena no presenta ninguna ganancia sobre el doblete sencillo de referencia, contrariamente a las antenas de elementos parásitos.

Además, no es obligatorio prever cuatro dobletes. Si sólo se considera el trabajo en 40, 20 y 15 m, por ejemplo, serán suficientes dos dobletes, o sea un hilo de 20 m para 7 y 21 MHz y un hilo de 10 m para 14 MHz.

Antenas multibanda realizadas en cinta de 300Ω

Una realización cómoda puede hacerse a partir de un "feeder" de líneas paralelas tipo "twin-lead" ya mencionado, de dieléctrico sólido, o tipo "escala de rana" como el preconizado para alimentar las antenas Levy o Zeppelin. Se empieza por cortar un trozo de cinta de longitud correspondiente a la longitud de onda más elevada a partir de un dipolo doble, alimentado en su centro por intermedio de un bucle, como muestra la Figura 3.7, de un diámetro apenas superior al de la bobina del "grid-dip", que servirá para el reglaje preciso. Partiendo de una longitud de 40 m para la banda de 80 m como primera banda, estando la alimentación hecha en el centro exacto, se cortará simultáneamente en cada extremo una misma longitud, primero diez centímetros por diez centímetros, y después centímetro a centímetro hasta obtener la resonancia exacta en 3.650 kHz o 3.700 kHz, lo que corresponde sensiblemente a una longitud de 39 m poco más o menos. Así el conductor superior será afectado a la banda de 80 m, por ejemplo. El otro conductor será reducido, al tiempo que se suprimirá el aislante,

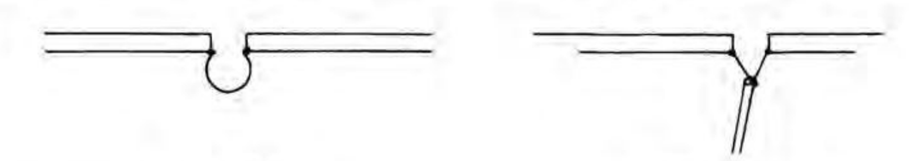


Figura 3.7a. **Figura 3.7b.**

hasta que conserve una longitud de 20,25 m aproximadamente, que corresponde a una frecuencia de resonancia de 7,06 MHz, lo cual no impide al primero seguir resonando en 3,65 MHz. Sólo queda alimentar en el sitio del bucle por un cable de 75Ω para disponer de una antena tribanda, pues el dipolo de 7 MHz funciona igualmente en tres semiondas, si bien la resonancia sea un poco elevada, y aún puede radiar bastante adecuadamente en 21 MHz.

Para un despliegue mínimo y sólo dos bandas, se podría considerar una fórmula idéntica con un hilo de 10,05 m (14,15 mHz) y otro de 6,72 m (21,2 MHz).

La antena delta

Sabemos que la impedancia en el centro de una antena de media onda es próxima a 73 ohmios. Crece al alejarnos del centro, para ser máxima en sus extremos. Se ha dicho ya todo esto; lo repetimos, sin embargo, porque la antena que ahora abordamos hace intervenir este dato.

Verdaderamente, la expresión "antena delta" es inexacta, aunque sea de uso corriente. Debería decirse: antena de media onda atacada en delta. El ramal radiante se calcula del modo clásico, partiendo de la fórmula ya familiar.

Por lo que respecta a la parte original, la alimentación, razonaremos como sigue: puesto que la impedancia de una antena crece al alejarnos a ambos lados del centro, se concibe que sea posible hallar dos puntos equidistantes de aquél entre los cuales la impedancia sea igual a la de una línea de alimentación no sintonizada. Con una línea tan extendida como la de hilos paralelos de 600 ohmios (dos hilos de 15/10 separados 75 veces su diámetro, o sea 12 cm), los puntos de impedancia idéntica en el ramal radiante están mucho más alejados entre sí que los ramales de la línea, y la adaptación de unos a otros da lugar a un trapecio o a un triángulo. Por ello y debido a la forma del conjunto, se ha dado a este sistema el nombre de delta (Fig. 3.8).

Si bien la línea puede tener una longitud cualquiera en absoluto, las dimensiones del trapecio se calculan. Para una línea de 600Ω, se tiene, en metros:

AB = 150k/F con F en MHz y k = 0,24 entre 3 y 28 MHz, y 0,23 para más de 28 MHz.

H = 45/F.

Cálculo práctico de una antena delta para la banda de 40 m; frecuencia elegida, 7.100 kHz.

1º Ramal radiante (véase fórmula). Longitud = 20,15 m.

2º Separación de los puntos de unión:

$$AB = \frac{150}{7,1} \times 0,24 = 5,05 \text{ m}$$

3º Altura de la delta:

$$H = \frac{4,5}{7,1} = 6,34 \text{ m}$$

4º Longitud de un ramal de la delta:

$$LA = LB = 6,73 \text{ m}$$

Figura 3.8. *Antena de media onda con alimentación en delta.*

El cálculo sería idéntico para cualquier otra banda o longitud de onda. Es evidente que ni la delta ni la línea deben ser sede de ondas estacionarias. Se puede comprobar empleando un detector de fácil construcción (Fig. 3.9) cuyo instrumento básico es un miliamperímetro térmico de 0 a 200 mA (o, más sencillamente, una bombilla de linterna de bolsillo) conectado a dos hilos separados 50 cm aproximadamente y terminados por ganchos, lo que permite al conjunto sostenerse solo y deslizarse a voluntad a lo largo de la línea.

En el caso de que este aparato detectase, por la desviación del térmico, ondas estacionarias, o sea una mala adaptación, habría que comprobar si la delta está correctamente realizada, si la línea de 600 ohmios es perpendicular a la dirección de la antena y, por fin, si los puntos de unión son correctos. Se podrá hacerlos deslizar centímetro a centímetro hasta la total desaparición de las ondas estacionarias o al menos hasta su máxima atenuación.

La antena Q

Esta antena no tiene nada muy especial: ha sido popularizada por la firma americana Johnson; de ahí el nombre de Johnson Q con el que se la denomina a menudo.

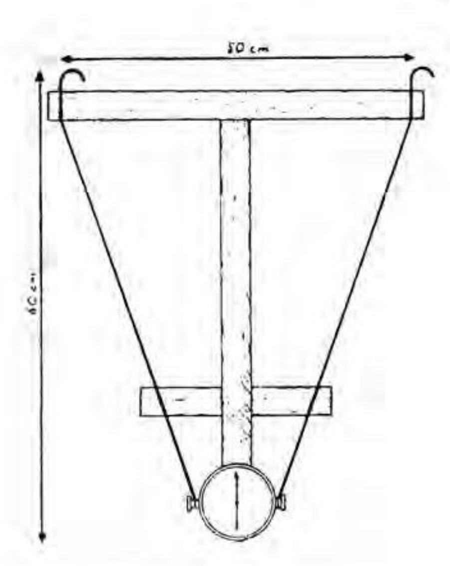


Figura 3.9. *Detector de ondas estacionarias.*

Sabemos que una antena de media onda presenta en su centro una impedancia próxima a 73 ohmios. Como anteriormente se ha dicho, existen "feeders" de esta impedancia (cable coaxial, "feeder" de hilos paralelos de 75 ohmios), pero estos "feeders" dan lugar a pérdidas bastante importantes. El ideal es la línea de 600 ohmios, pues no da lugar a pérdidas excesivas óhmicas y por capacidad.

Se ha tratado, pues, de alimentar la antena de media onda por una línea de 600 ohmios utilizando un transformador de impedancia:

$$Z = \sqrt{600 \times 73} = 210 \text{ ohmios aproximadamente}$$

Se realiza este transformador con ayuda de un cuarto de onda hecho de dos tubos paralelos mantenidos a distancia fija por separadores aislantes de esteatita. La separación ha de ser tal que la distancia entre los centros de los dos tubos sea igual a tres veces su diámetro (véase la Tabla 7).

Se emplean tubos de aluminio ligero, pues el peso de estos tubos, de los aislantes y de la línea de 600 ohmios tiende a crear un ángulo entre las dos mitades de la antena de media onda. Por otra parte, hay que bloquear los separadores y los tornillos que aseguran las conexiones, porque el viento hace fuerte presa en los tubos y tiende a desbloquear el conjunto (hablamos por experiencia).

Esta antena da los mismos resultados que una de media onda correctamente alimentada. Se acopla la línea de 600Ω al P.A. del modo habitual por una o dos vueltas de hilo, según la banda, pero sólo funciona en una banda y en un margen de frecuencias reducido. La hemos ensayado personalmente en 10 m. Para la banda de 20 m se necesitan tubos de unos 5 m de largo, lo que representa un peso elevado y da una flecha importante al hilo. Para 40 m harían falta tubos de 10 m, lo cual es prácticamente irrealizable.

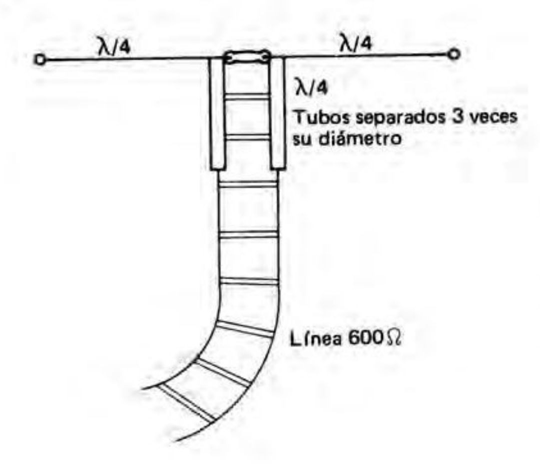


Figura 3.10. *Antena Q. El dibujante no ha podido reducir todo a la misma escala. En realidad, los dos tubos están muy próximos entre sí, y los dos ramales de la línea de 600Ω se acercan en sus extremos para ser conectados.*

Nuestra antena personal tenía el plano de sus tubos en el plano del hilo y de los mástiles (Fig. 3.10). En la realización americana, el plano de los tubos es perpendicular al hilo. Creemos que esta disposición es mejor que la que habíamos adoptado.

El ramal radiante se calcula por la fórmula habitual

$$L = \sqrt{\frac{0{,}95 \times 150}{F}} \quad \text{o} \quad L = \sqrt{\frac{142{,}5}{F}}$$

El cuarto de onda tendrá la mitad de esta longitud. Se la constituirá, por ejemplo, con dos tubos de duraluminio de 10 mm de diámetro, separados 30 mm. Debajo de este cuarto de onda se fijará una línea de 600Ω que tenga la longitud necesaria para llegar al emisor; tómense hilos de 15/10 separados 11,25 cm (D = 75 d).

La antena J

Esta antena debe su nombre a su forma, que se parece, cuando es vertical, a la letra J.

Se compone de una media onda terminada por un transformador de impedancia análogo al de la antena Q. Se tiene, pues, un ramal de tres cuartos de onda y un cuarto de onda paralelo al último cuarto. También se puede verla bajo el aspecto de una onda entera de la que se habría plegado el último cuarto precedente.

La antena J puede ser atacada por una línea de baja impedancia o por una línea de 600 ohmios, a condición de situar correctamente los puntos de unión del "feeder" (Fig. 3.11a).

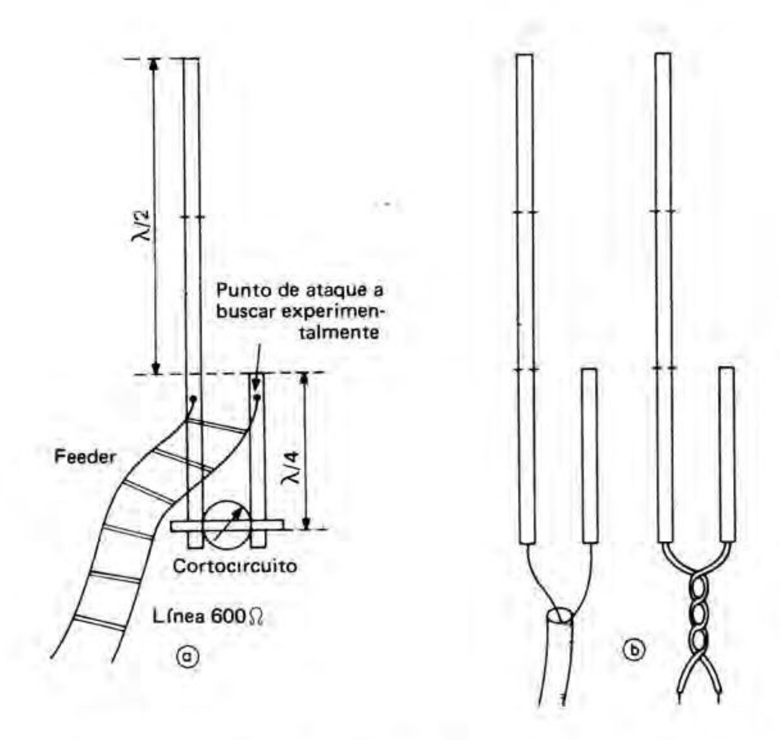


Figura 3.11. *a) Antena J atacada por "feeder" de ramales paralelos. b) Antena J atacada por cable coaxial.*

¿Cómo se regula esta antena? Primero hay que regular el ramal radiante. Para ello, se desplaza sobre los dos tubos o sobre los dos hilos paralelos una barrita de cortocircuito provista de un medidor de HF (térmico, bombilla) y se regula la posición del cortocircuito de modo que se obtenga la máxima corriente. El emplazamiento del "feeder", que es del tipo de dos conductores (coaxial, línea paralela), depende de su impedancia que, siendo mínima en el cortocircuito, aumenta a medida que nos alejamos del mismo. Se desplazan, pues, los puntos de unión sobre los dos tubos o los dos hilos paralelos de la antena hasta que no haya ondas estacionarias en el "feeder", lo cual se comprueba por los métodos corrientes.

Esta antena sólo se utiliza en ondas inferiores a 10 m; es vertical, en general, y tiene la ventaja de poder ser puesta a masa en el emplazamiento del cortocircuito; nos ha dado en emisión y en recepción excelentes resultados, muy superiores a los que se obtienen con antenas de todas bandas. La hemos construido de tubo de electricista de 20 mm de diámetro. Los tubos estaban separados unos 6 cm entre ejes, y el "feeder" estaba conectado por medio de dos pinzas.

Para el ataque por un cable coaxial de 70Ω, se conecta en el emplazamiento del cortocircuito (Fig. 3.11b).

3

Antena "ground-plane"

Las antenas verticales de media onda ocupan, en general, demasiado espacio y son difíciles de izar. Sabemos que el suelo actúa como un reflector cuando es buen conductor, de modo que una antena de cuarto de onda que tenga su base sobre un suelo ideal forma con su imagen una antena de media onda. Es, pues, posible acortar la parte aérea a la mitad. Sin embargo, como la conductibilidad del suelo varía con el lugar y las condiciones atmosféricas, es preferible constituir una superficie reflectora horizontal que forme, en definitiva, un suelo artificial cuya conductibilidad y propiedades reflectantes se mantengan invariables y bien definidas. Se constituye este suelo artificial simplemente por cuatro conductores que formen entre ellos un ángulo de 90°, reunidos en el pie de la antena vertical, como indica la Figura 3.12. Estos conductores deben tener una longitud de al menos un cuarto de onda, pero ésta no es en modo alguno crítica. Además, para respetar la simetría, es conveniente tomar cuatro hilos horizontales de iguales longitudes.

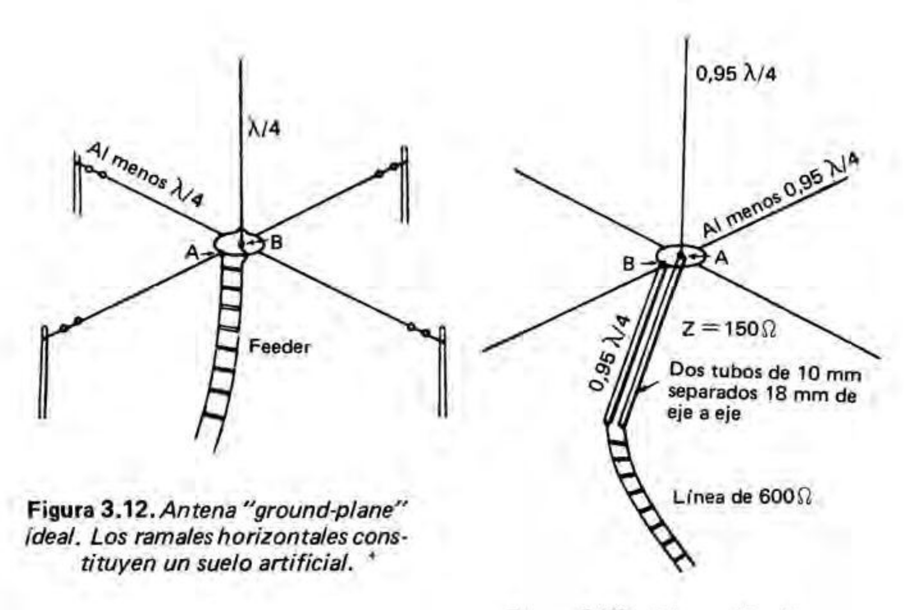


Figura 3.12. *Antena "ground-plane" ideal. Los ramales horizontales constituyen un suelo artificial.*

Figura 3.13. *Adaptación de una antena "ground-plane" a una línea de 600Ω.*

Esta antena radia según un ángulo próximo a la horizontal, que sabemos es favorable a los enlaces lejanos. No es directiva, como las otras antenas verticales. En ondas muy cortas, los cuatro conductores están constituidos por tubos horizontales.

La impedancia en el punto de ataque es aproximadamente la mitad de la de la antena vertical, o sea 36 Ω. La antena "ground-plane" se alimenta por los medios habituales en los puntos A y B, adaptándola a los "feeders" usuales por un cuarto de onda de impedancia conveniente. La Figura 3.13 da un ejemplo de adaptación a una línea de 600 Ω.

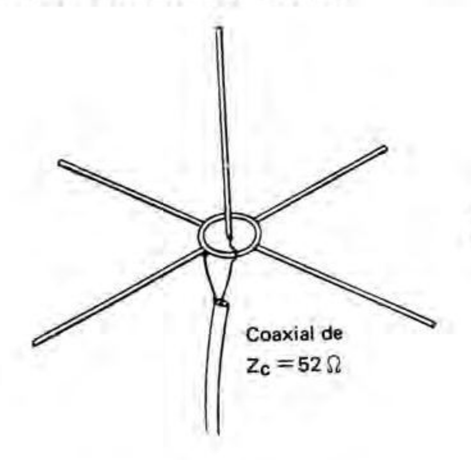


Figura 3.14. *Adaptación de una antena "ground-plane" a un cable coaxial de 52 Ω.*

El coaxial de 52 Ω puede servir para atacar una antena "ground-plane". Es evidente que la adaptación ya no será perfecta, pero el ROS igual a 52/36, o sea apenas 1,5, ocasionará pérdidas suplementarias inferiores a 1 dB, ciertamente no más importantes que las que causaría un sistema de adaptación que, además, haría mucho más crítica la frecuencia de sintonía.

Antenas largas

Se llama antenas largas a las antenas cuya longitud representa varias longitudes de onda. Cuanto más aumenta el número de longitudes de onda, más aumenta la resistencia de radiación (resistencia en los vientres de corriente) y más aumenta la ganancia en la dirección privilegiada (que es próxima a la del hilo).

Se pueden atacar estar antenas, bien en tensión en un extremo, o bien en un vientre de corriente, por una línea de ondas progresivas de impedancia característica adecuada o por "feeders" sintonizados.

Una antena de onda entera tiene una resistencia de radiación de 90 ohmios; una antena de tres semiondas tiene 102 ohmios; una antena doble onda tiene cerca de 110 ohmios, y, finalmente, una antena de diez longitudes de onda alcanza unos 160 ohmios.

La ganancia en la dirección privilegiada aumenta con la longitud. Así, una antena de diez longitudes de onda da una ganancia en potencia cercana a 6, o sea unos 8 decibelios, lo que da teóricamente un punto y medio más de QRK

en comparación con una de media onda; en la práctica, la mejora es mayor. Para la persona que tenga la suerte de disponer de un gran "espacio vital" y de suficiente cantidad de hilo, ello merece la pena, pues no es despreciable transformar un emisor de 50 vatios en un emisor de 300 vatios sin más que alargar el ramal radiante, y ello sin que el contador eléctrico lo acuse lo más mínimo.

Una antena larga en dirección este-oeste permite un tráfico interesante con los cuatro continentes en condiciones de máxima ganancia y, por los pequeños lóbulos auxiliares, permite llegar bien incluso a las comarcas que están fuera de las direcciones privilegiadas.

A continuación damos una tabla que indica las ganancias en potencia y en decibelios y las resistencias de radiación en función de la longitud, siendo n el número de semilongitudes de onda, R la resistencia de radiación y G la ganancia.

Tabla que da la ganancia y la resistencia de radiación de las antenas en función de su longitud

n (1/2 λ)	Rr_r	G	
		en potencia	en decibelios
1	73		
2	94	1,1	
3	102		
4	109	1,3	
5	116		
6	122	1,7	
7	127		
8	130	2,1	
9	134		
10	138	2,5	4,3
12	144	3	4,8
14	150	3,6	5,5
16	154	4,2	6,2
18	158	4,9	7
20	162	5,6	13

¿Cómo se alimentan estas antenas?

Un medio cómodo es alimentarlas en tensión, lo cual tiene la gran ventaja de poder hacerlas funcionar en varias bandas en armónicos.

También se puede alimentarlas por "feeders" de ondas progresivas en un vientre de corriente.

Con un "feeder" coaxial de 70 a 100 ohmios se alimentan en buenas condiciones antenas de una a veinte semilongitudes de onda.

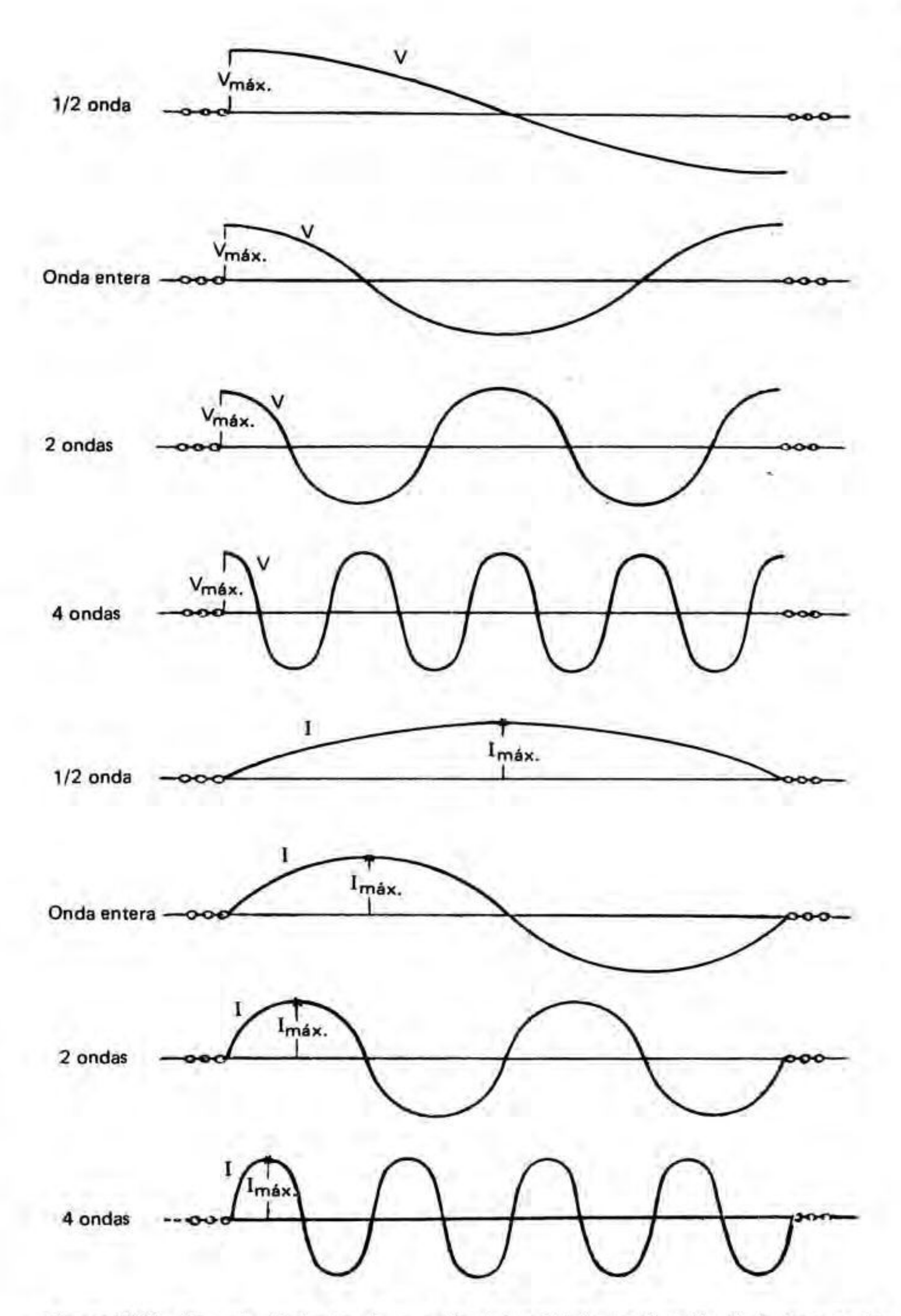


Figura 3.15. *Reparto de las tensiones y las intensidades en función de la frecuencia. Hay siempre un vientre de tensión y un nodo de corriente en cada extremo.*

En efecto, en el caso extremo en que n = 20, el coeficiente de ondas estacionarias K es de 162/70 = 2,3. Las pérdidas, con relación a una antena perfectamente adaptada, sólo se multiplican por $K^2/2K$, o sea $2{,}3^2/4{,}6 = 1{,}15$, lo cual es completamente despreciable.

Antena sin feeder, alimentada en tensión

Esta antena es original, ya que no lleva "feeder". Es el extremo del ramal radiante el que está acoplado al emisor. Se imagina uno inmediatamente sus ventajas e inconvenientes.

Como se tiene al alcance el ramal radiante, nada más fácil que modificar su longitud y sintonizarlo perfectamente en la frecuencia de la emisión. Pero como participa en la radiación, la parte situada en el local que contiene el emisor tiene una radiación inútil.

Si se examina la Figura 3.15, se ve que, tanto en la fundamental como en sus armónicos, se encuentra un vientre de tensión en el extremo del ramal radiante, mientras que la posición de los vientres de intensidad no es la misma en la fundamental que en los armónicos. Alimentando la antena en tensión, permanece válido el mismo sistema de acoplamiento cualquiera que sea el armónico utilizado.

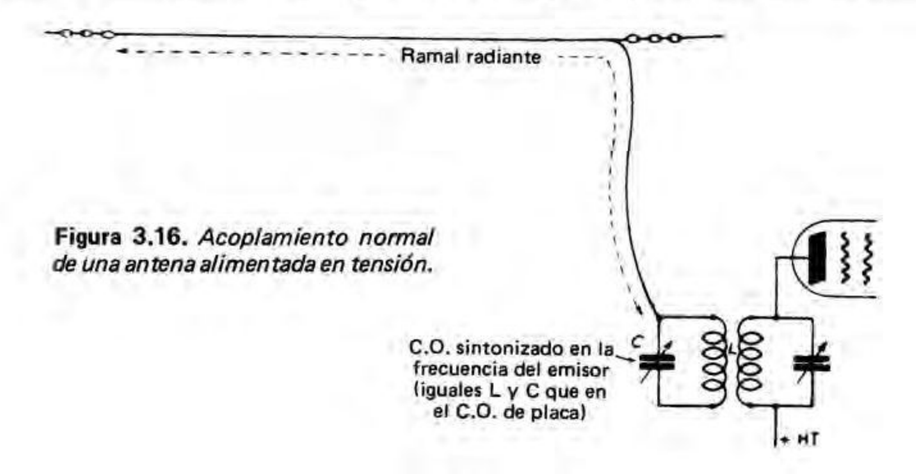


Figura 3.16. *Acoplamiento normal de una antena alimentada en tensión.*

Esta antena se ataca por un circuito oscilante paralelo de alta impedancia, análogo al del paso final, puesto que el extremo de una antena es siempre un punto de alta impedancia, y se acopla este circuito al del emisor según la Figura 3.16. También se puede utilizar un acoplador (Fig. 3.17) o un acoplamiento por línea (Fig. 3.18). Las Figuras 3.19 y 3.20 indican otros dos casos particulares. Se calcula un ramal radiante para la frecuencia que pida el hilo más corto. Para un aficionado emisor, esta frecuencia es de 30 MHz.

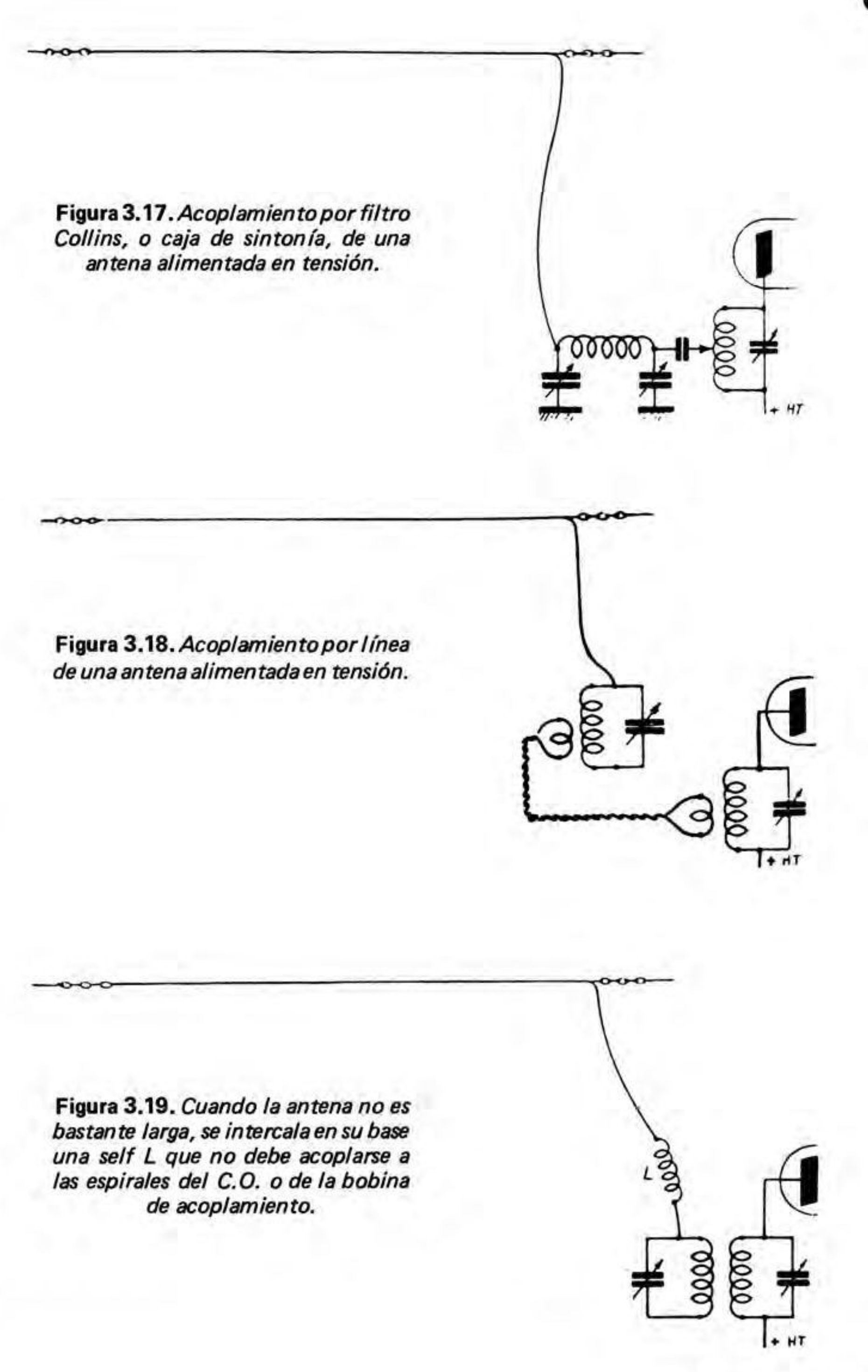


Figura 3.17. *Acoplamiento por filtro Collins, o caja de sintonía, de una antena alimentada en tensión.*

Figura 3.18. *Acoplamiento por línea de una antena alimentada en tensión.*

Figura 3.19. *Cuando la antena no es bastante larga, se intercala en su base una self L que no debe acoplarse a las espirales del C.O. o de la bobina de acoplamiento.*

Si el ramal radiante ha de funcionar en la banda de 80 m, debe tener

$$L = \frac{(8 - 0{,}05) \times 150}{30} = 39{,}75 \text{ m}$$

Para 28 MHz, la longitud debería ser:

$$L = \frac{(8 - 0{,}05) \times 150}{28} = 42{,}60 \text{ m}$$

Para pasar de 3,5 a 28 MHz, se añade un alargamiento de

$$42{,}60 - 39{,}75 = 2{,}85 \text{ m}$$

Se cortarán así alargamientos para diferentes frecuencias.

Es, pues, posible tener un ramal radiante siempre perfectamente sintonizado, y es la única antena que lo permite.



Figura 3.20. *Funcionamiento en cuarto de onda de una antena de 20 m empleada en la banda de 80 m.*

Para regularla convenientemente, el mejor procedimiento es emplear un "grid-dip" que se enlaza con ella por un acoplamiento cada vez más flojo. Haciendo girar el condensador del circuito oscilante se comprueba el desacoplamiento en una posición; se alcanza entonces la frecuencia de resonancia de la antena.

Para regularla de modo que resuene en la frecuencia f, se señala esta frecuencia en el cuadrante del "grid-dip" y se modifica la longitud hasta que se haga el "dip" en ese punto exacto del cuadrante. Se establecen seguidamente los alargamientos para distintas frecuencias de trabajo y la antena queda ya lista para funcionar. Como es alimentada en tensión, se regula el acoplamiento con ayuda de un tubo de neón hasta obtener la máxima tensión.

No es necesario que el ramal radiante sea recto: basta desplegar los 40 m de hilo despejándolos lo mejor posible de los obstáculos circundantes. De todos modos, esta antena sólo es aconsejable si la mayor parte del ramal radiante está perfectamente despejada.

Antena de hilo largo multibanda

Este tipo de antena, como su nombre lo hace suponer, es un simple hilo, tan largo y alto como sea posible, atacado en su extremo. Dicho de otro modo: el hilo se prolonga hasta el emisor.

De no darse una coincidencia improbable, este tipo de antena, cuya simplicidad es muy tentadora para quien disponga de grandes espacios en el campo, no cargará correctamente al emisor, aun si éste lleva un filtro en pi. La longitud física del hilo no corresponderá forzosamente a una semionda como no sea por una casualidad muy grande, y no comprenderá de todos modos un número exacto de semiondas eléctricas en todas las bandas. Por suerte, como la antena entra en el "shack" y va hasta el emisor, nada impide alargarla experimentalmente por trozos de hilo adicionales de longitud razonablemente establecida. La solución es embarazosa e incómoda. Un sistema de puesta en práctica más cómoda está propuesto en la Figura 3.21, en la que se encuentra esencialmente una cierta longitud de hilo arrollada a modo de solenoide sobre un mandril de cerámica. Un conmutador con gran número de posiciones –en nuestro caso 12– permite, o bien utilizar la totalidad de la bobina, o bien cortocircuitarla, o bien poner sólo una parte en servicio por etapas de algunas espiras a la vez. Se ha utilizado un mandril cerámico roscado, recuperado de los excedentes de un emisor, de 60 mm de diámetro, en el que se han bobinado 26 vueltas de hilo desnudo de 16/10 mm. Las tomas están realizadas sucesivamente en las espiras números 1, 2, 3, 5, 7, 9, 12, 16, 21 y 26. La 1ª posición está libre, poniendo toda la bobina en serie en la antena. Al contrario, la 12ª posición corresponde al cortocircuito total. Teniendo en cuenta el diámetro del mandril, hacen falta algo más de 5 m de hilo en total, y cada vuelta puesta en serie en la antena corresponde a una longitud suplementaria de aproximadamente 20 cm.

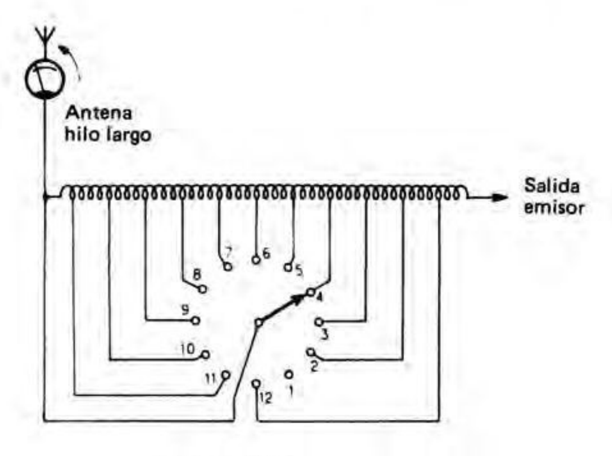


Figura 3.21.

Se sobreentiende que el aéreo tendrá siempre una longitud ligeramente inferior a media longitud de onda o a un múltiplo de semionda, puesto que el dispositivo propuesto procede por adición de cierta longitud de hilo, de poca eficacia por lo que respecta a la radiación pero de una utilidad determinante para el correcto funcionamiento de la antena.

Imaginemos una posibilidad que sólo puede ser patrimonio de algunos privilegiados: la que permite desplegar 80 m de hilo desde el emisor, ideal y providencialmente situado al lado de una ventana que da al campo. Esto es un sueño, pero el cálculo que sigue se aplicará a muy diversos ejemplos.

Este aéreo funcionará en 3,6 MHz en onda entera, y la longitud del ramal radiante a desplegar sería, aplicando la fórmula:

$$L = \frac{(N - 0{,}05)\,150}{F} = \frac{(2 - 0{,}05) \times 150)}{3{,}6} = 81{,}25 \text{ m}$$

Con 80 m exteriores, tendremos que añadir 1,25 m de la bobina, o sea unas 5 espiras, teniendo en cuenta el efecto de autoinducción.

En 40 m, el mismo cálculo a partir de N = 4 semiondas.

$$L = \frac{(4 - 0{,}05) \times 150}{7{,}05} = 84{,}04 \text{ m}$$

así, prácticamente 4 m suplementarios.

En 21,2 MHz, el mismo cálculo con 12 semiondas nos da 84,55 m, o sea 4,55 m adicionales, es decir, la casi totalidad de la bobina.

Y finalmente, para 28,5 MHz, el mismo cálculo teniendo en cuenta 16 semiondas da una longitud de 83,94 m, o sea 3,94 m suplementarios, lo cual corresponde sensiblemente a la misma posición que las bandas de 7 y 14 MHz. En todos los casos de funcionamiento en múltiplos de semionda, el ataque se hace en tensión y, por tanto, de alta impedancia. El acoplamiento al emisor será, pues, extremadamente sencillo: bastará realizar, fuera del emisor, un circuito sintonizado en la frecuencia y acoplado a la salida del emisor por un bucle de dos espiras (Fig. 3.22). También aquí será muy cómoda una bobina de tomas o una self de ruleta.

Con 37 m de hilo, habrá que añadir:

en 3,6 MHz, 2,58 m
en 7,05 MHz, 4,48 m
en 14,2 MHz, 4,72 m
en 21,2 MHz, 5,09 m
en 28,5 MHz, 4,84 m

Aun siendo tan sencillo este aéreo cuyo precio desafía a toda concurrencia: algunas decenas de metros de hilo y un puñado de aisladores –lo que, entre paréntesis, no siempre se encuentra fácilmente– no deja de tener un verdadero interés. Un hilo de 80 m da en 40 m (4 λ/2) una ganancia en potencia de 1,3, lo que ya es notable, pero que llega a 2,1 en 20 m y a 3 en 21 MHz que, traducido en dB, corresponde a 5, es decir, una ganancia de una "beam" o de una "quad" de dos elementos. ¡He aquí algo que merece reflexión e interés!

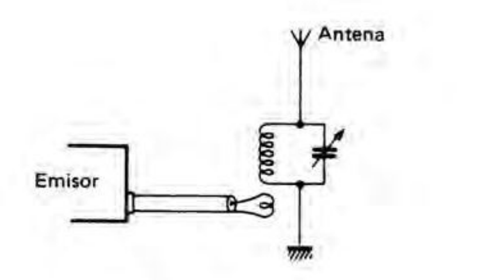


Figura 3.22.

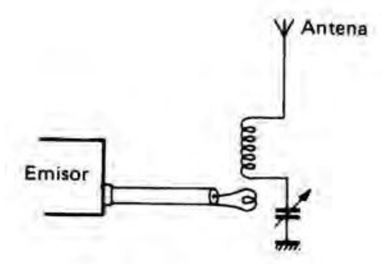


Figura 3.23.

Se dispone un amperímetro de HF en serie en el hilo de salida. Sus indicaciones variarán con cualquier cambio de frecuencia y cualquier cambio de banda. Como la transferencia de energía se efectúa en alta impedancia, puesto que hemos tomado como ejemplo un hilo cortado para resonar en media onda o múltiplo de media onda en todas las bandas, la tensión HF en el extremo, es decir, a nivel de la bobina, es elevada y la corriente HF medida es débil.

Pero sólo hemos imaginado antenas largas funcionando en régimen de semionda. Ahora bien, nada se opone a imaginar un funcionamiento en cuarto de onda o en múltiplos impares de cuarto de onda en una o varias bandas. Este podría ser el caso de un hilo de 15 a 19,50 m, que representaría un cuarto de onda en 3,5 MHz y una, dos, tres y cuatro semiondas en 7, 14, 21 y 28 MHz respectivamente. Del mismo modo, y ello es interesante donde se disponga de poco espacio, un hilo de menos de 10 m, que puede ser vertical, permite un funcionamiento aceptable en 3,5 y 7 MHz a condición de modificar el sistema de ataque a la base (Fig. 3.23). El circuito resonante se convierte en un circuito-serie para estas dos bandas. En cambio volvemos a hallar un circuito de resonancia en paralelo en 14 MHz (media onda), 21 y 28 MHz (onda entera).

Como se ve, esta sencillísima antena puede convenir tanto a los mejor provistos como a los menos favorecidos. Una cosa cuenta: poner al exterior y lo más alta posible la mayor longitud de hilo.

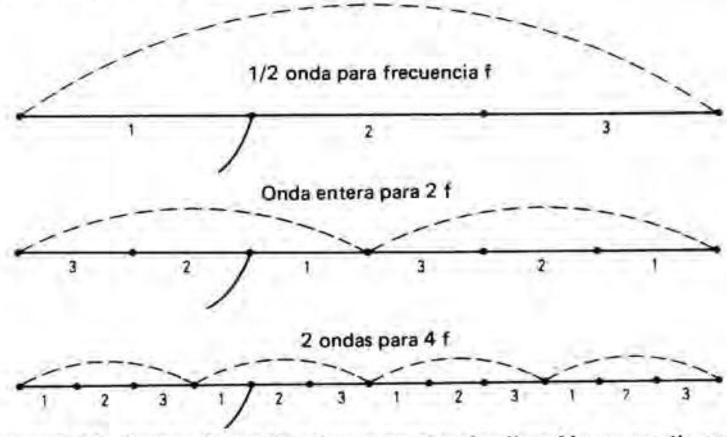


Figura 3.24. *Antena Hertz-Windom y modos de vibración en media onda.*

3

Antena Hertz-Windom de "feeder" único

La antena Hert-Windom, en otro tiempo muy popular en Francia y en Inglaterra, se compone de un ramal radiante de media onda, onda entera o más, atacado por un "feeder" unifilar fijado en las proximidades del tercio del ramal radiante (Fig. 3.25).

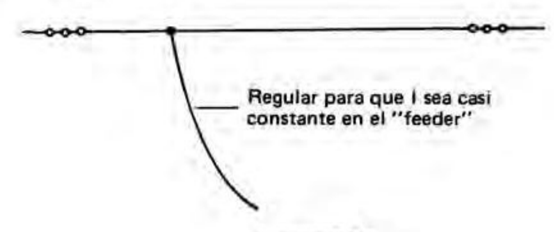


Figura 3.25.

Esta antena, excelente cuando está bien regulada, puede, por el contrario, ser desastrosa en ciertas condiciones, pues, para funcionar bien, necesita cierta disposición del "feeder" respecto al ramal radiante y grandes precauciones en lo que concierte al propio "feeder", precauciones que no siempre se toman.

El "feeder" debe partir perpendicularmente al ramal radiante al menos en un cuarto de onda: además debe hacer el mínimo de codos posible y no estar demasiado próximo a obstáculos conductores que podrían modificar su comportamiento.

El "feeder" debe normalmente funcionar en ondas progresivas, es decir, la tensión y la corriente deben permanecer constantes a todo lo largo de este conductor.

En un coaxial y en un "feeder" de hilos retorcidos o paralelos se produce una anulación de los campos creados por los dos conductores que impide toda radiación exterior y los hace menos sensibles a las influencias exteriores.

Hemos podido comprobar que esta antena, incluso bien sintonizada, da más molestias en los receptores (BCI y TVI) que las antenas de "feeders" dobles.

El ramal radiante se regula como en las otras antenas. Se puede calcularlo, pues está bien despejado, y el valor hallado puede considerarse correcto.

Para situar la toma del "feeder" se hacen dos marcas sobre el hilo a 0,33 y 0,36 de la longitud del ramal radiante; entre estos dos puntos (o poco fuera) se encuentra el buen emplazamiento.

El "feeder" debe funcionar en ondas progresivas. Habrá, pues, que asegurarse de que es así midiendo la corriente en distintos puntos del "feeder": debe tener el mismo valor en todos los puntos. Ello se hará sin cortar el "feeder", comprobando la corriente inducida en un comprobador que se desplaza paralelamente al "feeder" (un ondámetro, por ejemplo).

El reglaje es sencillo en apariencia, pero ¿cómo, a 10 ó 15 m de altura, se puede desplazar el "feeder"? Evidentemente es algo casi imposible, a menos de disponer de material de bomberos. Por tanto, hay que armarse de paciencia, regular el "feeder" en el suelo, levantar la antena, observar lo que pasa, volver a bajarla, modificar el punto de unión, volver a subirla, etc., hasta obtener el resultado deseado. Si se dispone de una terraza bastante alta, se puede regular la antena alejándola al menos dos metros de aquélla.

Cuando el reglaje está correcto en una banda ¿lo está en otra? Es fácil prever que no, pues, en un punto dado del ramal radiante, la impedancia varía según que la antena funcione en su fundamental o en sus armónicos. Como el "feeder" tiene una impedancia fija próxima a 500 Ω, sólo funciona bien en una banda. Se le regula, pues, para la banda más delicada, por ejemplo de 20 m en onda entera; la antena funciona incorrectamente en su fundamental 40 m, pero en esta banda los excesos son menos interesantes. Si, como sucede a menudo, el porcentaje de ondas estacionarias es débil, las pérdidas no serán prohibitivas.

La Windom funciona bien en armónico ¡a veces incluso demasiado bien! ¿Qué aficionado, empleando esta antena, no ha recibido testimonios de escucha en 10 m cuando emitía en 20 m o recíprocamente?

Esta antena funciona del mejor modo cuando está acoplada directamente a la self del paso de potencia (PA). Por ello radia muchos armónicos producidos por este paso. Sería preferible acoplarla a un circuito oscilante que, a su vez, se acoplaría por línea al circuito oscilante del paso PA. Se evitaría así el QRM BCL[1] y la radiación de los armónicos. Este sistema es, además, obligatorio con un PA equipado con dos válvulas en "push-pull", so pena de destruir su simetría.

VS 1 AA preconiza una Windom que funciona en buenas condiciones en tres bandas: 7, 14 y 28 MHz. Esta antena, cuyo ramal radiante es de hilo de 20/10 y el "feeder" de 9/10, tiene la toma de "feeder" exactamente en el tercio (antena de media onda para 40 m). No habiéndola ensayado nosotros, la citamos a título indicativo y con toda reserva. Está fuera de duda que funcionaría correctamente en 21 MHz.

Se ha dicho a menudo que el funcionamiento dependía mucho del suelo. Nosotros hemos visto antenas Windom funcionar correctamente sobre suelos de naturaleza muy diferente, pero la tierra no puede desempeñar un papel en esta antena, en la que el "feeder" funciona en ondas progresivas de modo acrobático; la presencia del menor obstáculo puede perturbar su funcionamiento. Además hemos obtenido, con ayuda de un detector de reacción, varias resonancias. Aparte de la que estaba prevista hemos encontrado otras: resonancia del "feeder" solo, resonancia del conjunto "feeder"-ramal radiante, etc. ¿No es esto suficiente para explicar las interferencias producidas en los receptores cercanos? Hay grandes probabilidades de que la sintonía por filtro en pi haga funcionar esta antena más a menudo como cualquier antena alimentada en tensión que como Windom con "feeder" de ondas progresivas.

[1] Molestia ocasionada a los receptores de radiodifusión o de televisión.

La toma en el tercio en la fundamental tiene una ventaja cierta, pues en el armónico 2 la antena funciona en onda entera y esta toma sigue estando en el tercio de una de las dos semiondas de la onda entera. En efecto, entre el tercio y la mitad de la semionda hay una diferencia de

$$\frac{1}{2} - \frac{1}{3} = \frac{3}{6} - \frac{2}{6} = \frac{1}{6}$$

Ahora bien, un sexto es el tercio de un medio. Lo mismo ocurre en el caso en que la antena funciona en doble onda.

Si se hace la toma en 0,36, ésta se encuentra desplazada hacia el lado malo en el funcionamiento en onda entera, pues entonces se halla que la toma está hecha en 0,28, lo cual hace la adaptación casi imposible y da un funcionamiento incorrecto. Es por ello por lo que la toma en el tercio está adoptada tan corrientemente.

La impedancia de una antena de media onda es máxima en los extremos y mínima en el centro. Si se la hace funcionar en onda entera, los dos extremos y el centro son puntos de alta impedancia y los puntos de baja impedancia se encuentran en el cuarto y en los tres cuartos de la longitud. Hay, pues, dos puntos de igual impedancia en la antena cuando funciona en media onda o en onda entera (Fig. 3.26). Si se alimenta en uno u otro de estos puntos por un "feeder" de impedancia adecuada, es decir, de impedancia característica igual a la de los puntos de igual impedancia mencionados, el funcionamiento es correcto en las dos bandas.

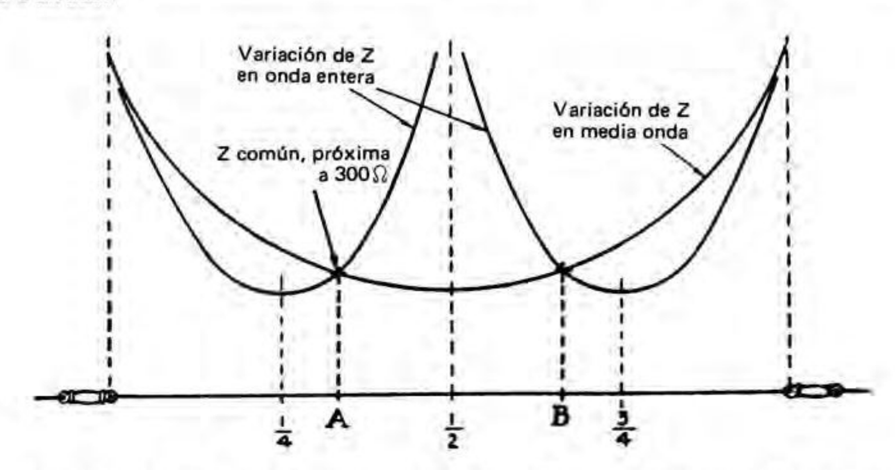


Figura 3.26. *A y B, puntos de ataque de la antena de media onda o de onda entera.*

Con una línea de 300 Ω (muy fácil de obtener), la adaptación resulta totalmente conveniente (Fig. 3.27). Además, por ser este "feeder" simétrico, desaparece uno de los principales inconvenientes de la antena Windom de "feeder" único.

Se podría funcionar igualmente en 40 y 10 m, por ejemplo, atacando la antena en los puntos adecuados por un "feeder" apropiado (Fig. 3.28), siendo estos puntos diferentes de los que se utilizan en 40 y 20 m.

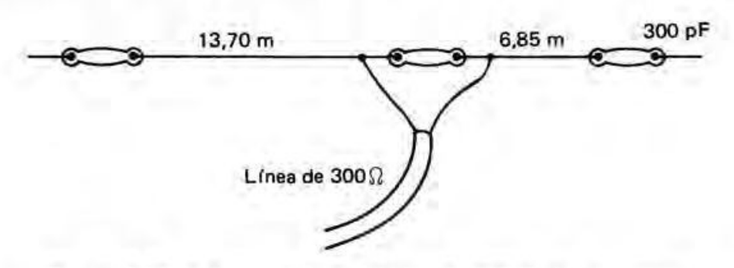


Figura 3.27. *Adaptación a una línea de 300 Ω de una antena Windom para las bandas de 40 y 20 m.*

Antena multibanda (3,5, 7, 15, 28 MHz) FD 4

Esta antena se basa en el principio antes mencionado. Mide 41,50 m, o sea que su funcionamiento es del tipo de media onda en 3,5 MHz solamente, y que resuena en onda entera en 7 MHz, doble onda en 14 MHz y cuatro ondas en 28 MHz. Como se ve en la Figura 3.28, se puede trazar para cada modo de funcionamiento la variación de impedancia correspondiente. La red de curvas hace aparecer en particular dos puntos especialmente favorables de impedancia común próxima a 300 Ω. Un transformador simetrizador insertado en el punto de alimentación permite un ataque conveniente en las cuatro bandas por un cable coaxial de 75 Ω.

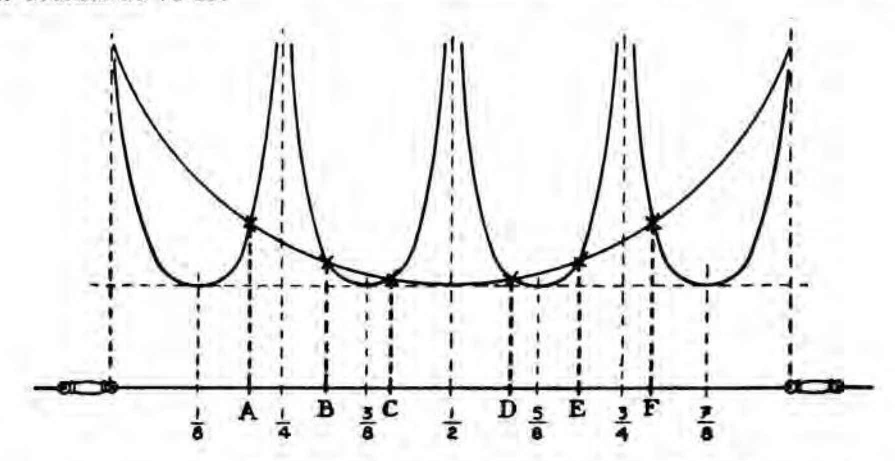


Figura 3.28. *A, B, C, D, E, F: puntos de ataque posibles de una antena que funciona correctamente en media onda o en doble onda; la impedancia varía según el punto elegido.*

Paradójicamente y a causa del compromiso de multibanda, es en 80 m donde el TOS es menos favorable (1,6/1 en el centro y 1,9/1 en los extremos). En cambio, en 40 m es próximo a la unidad, en 20 m no llega nunca a 1,3/1 y en 10 m es, como máximo, 1,2/1 en los extremos de banda; sin embargo, en 21 MHz, a causa del armónico de rango impar, el ataque es muy desfavorable y el TOS es muy elevado (del orden de 3/1).

El modelo FD 3, que sólo mide 20,7 m, cubre del mismo modo las bandas de 40, 20 y 10 m. El FD3 y el FD 4 se fabrican en Alemania por la firma Fritzel (importador en Francia, Vareduc) y admiten una potencia de 500 W PEP. El peso del FD 4 es inferior a 1,5 kg.

Antenas plegadas o "folded"

Las antenas plegadas ("folded") son de reciente creación; ofrecen múltiples ventajas, en particular poco espacio ocupado y elevada resistencia de radiación. Además es interesante observar que, jugando con los diámetros de los conductores, se puede realizar cómodamente su adaptación a un "feeder" comercial de impedancia determinada, estando dicho "feeder" constituido por una línea de hilos paralelos para respetar la simetría.

Consideremos una antena de onda entera y tracemos el diámetro de reparto de la corriente (Fig. 3.29). A uno y otro lado del punto A, centro de la antena, las corrientes con iguales, pero en oposición de fase. Plegando la parte AC sobre la parte AB (Fig. 3.30), se ve que las corrientes en las semiondas AB y AC son iguales y están en fase. Así, esta antena da un campo doble del de una de media onda normal, si cada una de las semiondas que la componen está recorrida por una corriente igual a la que se puede medir en el vientre de intensidad de la antena CB. Se obtiene, pues, el mismo efecto que con una sola antena de media onda alimentándola con una corriente dos veces más débil.

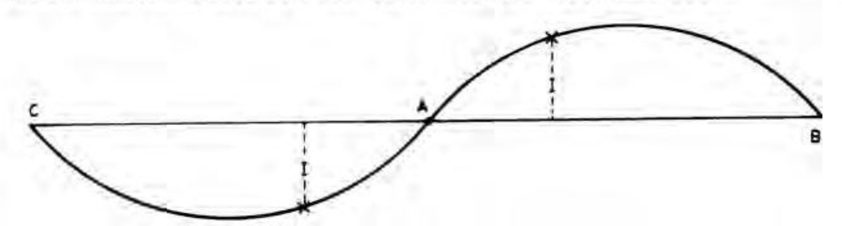


Figura 3.29. *Reparto de la corriente en una antena de onda entera.*

Tomemos como ejemplo una antena de media onda alimentada por una potencia de 70 vatios. Como la impedancia en el centro de una antena de media onda es de unos 70 Ω, la corriente en este punto es:

$$I = \sqrt{\frac{70}{70}} = 1 \text{ A}$$

Con la antena plegada, una corriente de medio amperio da el mismo campo: la impedancia en el centro de esta antena es pues,

$$Z = \frac{70}{(0,5)^2} = 280\ \Omega$$

Todo sucede como si se hubiera multiplicado por 4 la resistencia de radiación.

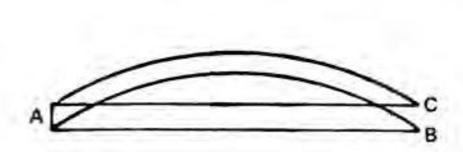


Figura 3.30. *Reparto de la corriente en una antena plegada de dos elementos.*

Figura 3.31. *Alimentación por línea de 300 Ω de una antena plegada de dos elementos.*

Observemos que, estando los puntos C y B al mismo potencial, nada impide unirlos. Se obtiene la antena plegada de dos elementos que se puede alimentar como cualquier otra antena de media onda con tal que la línea de alimentación sea de características que tengan en cuenta la impedancia en el centro (Figura 3.31).

Existe en el comercio, en Francia y en los EE.UU., una línea cuya impedancia característica es de 300 Ω: es ideal para alimentar en el centro la antena plegada de dos elementos.

Puede construir uno mismo esta línea (véase la Tabla 2, Capítulo 2 A).

La antena plegada de dos elementos está realizada, para las ondas de frecuencia superior a 40 MHz, en la forma muy conocida de "trombón", teniendo su aspecto un innegable parecido con la vara corredera del instrumento del que toma su nombre.

Antenas plegadas de conductores de diámetros diferentes

Si los dos conductores que constituyen la antena plegada no tienen el mismo diámetro, un nuevo factor entra en el cálculo de la impedancia: la distancia entre los dos conductores.

Según recientes estudios sobre la cuestión, el factor por el que hay que multiplicar la impedancia del dipolo sencillo situado en las mismas condiciones está dado por la fórmula:

$$K = \left(\log \frac{4e^2}{Dd} \;/\; \log \frac{2e}{d} \right)^2$$

en la que *e* es la distancia entre ejes de los dos conductores, D es el diámetro del conductor alimentado y *d* el diámetro del conductor auxiliar, el que no está cortado.

Cuando se trata de una antena plegada de tres elementos, uno alimentado, de diámetro D, siendo los otros dos del mismo diámetro *d* e igualmente separados de D una distancia *e*, el factor multiplicador es entonces:

$$K = \left(\log \frac{4e^2}{D^2d} \;/\; \log \frac{e}{d} \right)^2$$

Por supuesto, en estas fórmulas D, *d* y *e* están expresados en la misma unidad.

Abacos para el cálculo de las antenas

Por lo demás, nuestros lectores no tienen que preocuparse por estas fórmulas, ya que sus resultados están consignados en los ábacos: Figura 3.32 y 3.33. Sólo tendrán que calcular e/d y d/D para hallar inmediatamente K; o bien, si K está fijado de antemano, que es lo más corriente, podrán hallar e/d conociendo d/D y de ahí deducir *e*.

He aquí algunos ejemplos de cálculo:

Primer ejemplo: buscar el factor multiplicador de una antena existente, en la que D = 4 mm, *d* = 12 mm, *e* = 24 mm.

$$\frac{d}{D} = \frac{12}{4} = 3\,;\; \frac{e}{d} = \frac{24}{12} = 2$$

Buscando el punto de encuentro de la línea vertical $e/d = 2$ con la $d/D = 3$, se encuentra que K está comprendido entre 7,5 y 8.

Así, si la resistencia de radiación de la antena es de 12 ohmios con un dipolo sencillo, será 12 Ω × 8 = 96 Ω con el dipolo plegado constituido del modo antes indicado.

Segundo ejemplo: una antena que lleva un dipolo sencillo tiene una resistencia de radiación de 15 Ω. Queremos realizar un dipolo plegado adaptándolo a un cable coaxial estándar de 75 Ω. El factor multiplicador K deberá ser 75/15 = 5.

Disponemos de tubo de 10 mm de diámetro y de barra redonda maciza de 5 mm de diámetro. ¿Cuál deberá ser la separación entre los dos conductores?

En el ábaco, en el punto de encuentro de la recta K = 5 con la línea horizontal $d/D = 10/5 = 2$ encontramos $e/d = 8{,}5$ aproximadamente; por tanto, *e* deberá ser igual a 10 × 8,5 = 85 mm (de eje a eje).

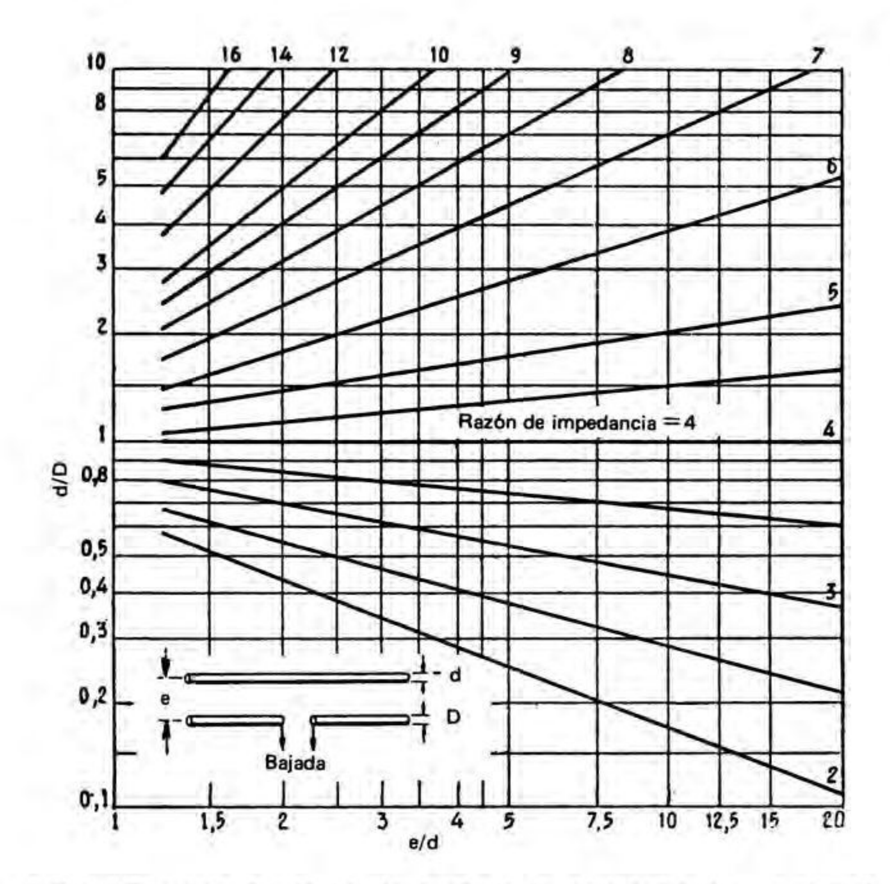


Figura 3.32. *Abaco que da el factor multiplicador de impedancia en un trombón de dos elementos de diámetros diferentes.*

¿Se puede adaptar la antena objeto de nuestro segundo ejemplo a un cable bifilar de 300 Ω de impedancia característica?

K debe ser entonces 300/15 = 20.

Es imposible utilizar para ello un dipolo de dos conductores, pues el primer ábaco nos muestra que no se puede pasar de un K de 16; se tomarán entonces tres conductores: dos de 10 mm a ambos lados de la barra maciza de 5 mm, la cual se cortará para su empalme al cable de 300 Ω.

En el punto de encuentro de la línea K = 20 y d/D = 2 se halla e/d = 6,5 aproximadamente; así e = 10 mm × 6,5 = 65 mm.

Se ve el gran interés que ofrece este tipo de antena plegada de varios conductores de diámetros diferentes. Es posible obtener factores multiplicadores que van de 2 a 25 de modo continuo. Este factor multiplicador aumenta cuando acercamos los dos o los tres conductores y es tanto mayor cuanto más aumenta

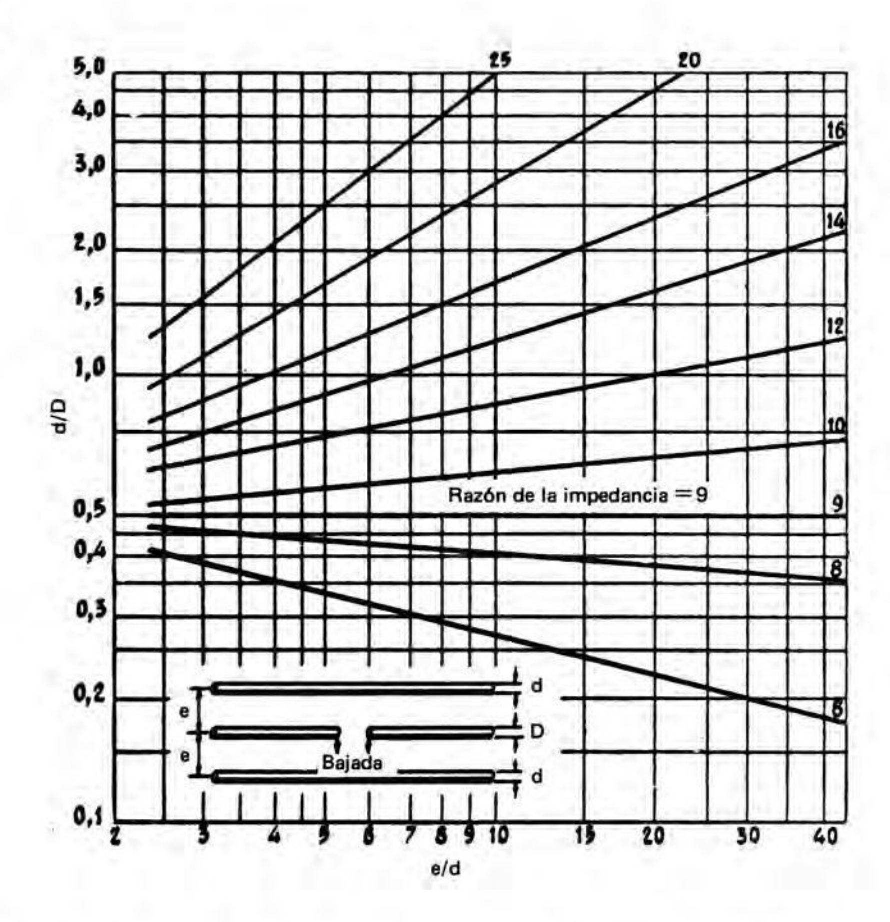


Figura 3.33. *Abaco que da el factor multiplicador de impedancia en un trombón de tres elementos de los que los dos exteriores tienen igual diámetro.*

la relación entre el diámetro del conductor no cortado y el del conductor cortado (para permitir su empalme con el cable). Con un dipolo plegado constituido por dos conductores del mismo diámetro, se obtiene K = 4, y con un dipolo sencillo, un K = 1.

Para obtener un K intermedio, es decir, comprendido entre 1 y 4, el conductor cortado ha de ser más grueso que el otro. En el caso general, K debe ser superior a 4 y será en general el elemento cortado el que tendrá el diámetro más pequeño.

Se observará que la relación entre los diámetros de los conductores tiene una influencia mayor sobre el factor multiplicador que la distancia entre dichos conductores.

Realización práctica de los trombones y antenas plegadas

Damos algunas realizaciones prácticas de antenas plegadas.

La Figura 3.34 representa el clásico trombón.

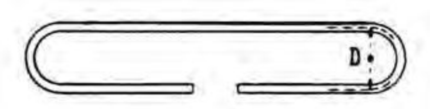


Figura 3.34. *Trombón de elementos iguales formado por un solo tubo. D es la separación entre elementos.*

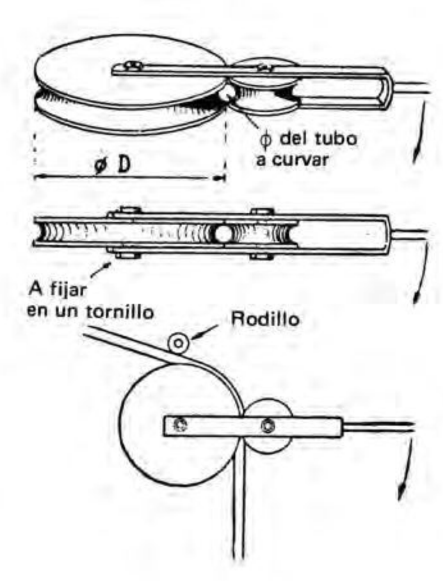


Figura 3.35. *Curvadora para tubo de duralinox 18/20.*

Se corta un tubo o una barra maciza de cobre o de aluminio de la longitud total del trombón abierto y se le hacen los codos en los dos sitios adecuados, bien sea sobre una polea o bien en una máquina de curvar. Como es difícil curvar exactamente en el sitio conveniente, es a menudo preferible tomar una longitud ligeramente superior y cortar seguidamente la abertura para la alimentación en los sitios adecuados.

Nosotros hemos utilizado con éxito una curvadora sencilla constituida por dos poleas de aluminio, teniendo cada una una garganta de la forma del semitubo a curvar y pudiendo rodar una sobre otra por medio de una horquilla móvil (véase la Fig. 3.35). Así es posible curvar en frío tubo de duralinox de 18 × 20 de modo impecable.

Cuando se trata de curvar trombones de barra maciza de 4 a 6 mm de diámetro, se puede hacer una plantilla del tipo de la que está representada en la Figura 3.36, constituida por una plancha sobre la que se han fijado dos poleas y una pequeña plancha, teniendo el conjunto la forma del trombón a realizar. Bastará apretar la barra en un tornillo contra la plantilla y dar vuelta a la barra con la mano para hacerla adoptar la forma de aquélla. Este es, por supuesto, un procedimiento de aficionado, pero que hemos empleado para realizar antenas de ensayo.

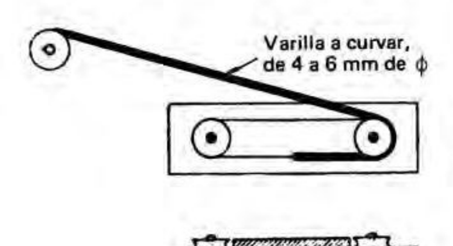


Figura 3.36. *Plantilla para curvar varilla maciza de aluminio o de duralinox.*

Se puede, finalmente, realizar un trombón como lo hace cierta firma americana, aplastando los tubos en sus dos extremos y reuniéndolos por una barra remachada (Fig. 3.37a).

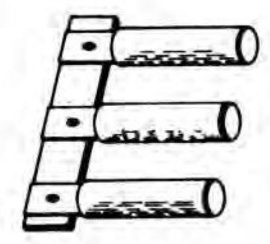


Figura 3.37a. *Tubos empalmados en los extremos por una barra remachada.*



Figura 3.37b. *Tubos hechos con conductores de diámetros diferentes soldados sobre una pieza de empalme (todo de cobre).*

Cuando se realiza un trombón con conductores de diámetro diferente, si son de cobre se podrá soldarlos sobre una pieza de empalme del tipo de la de la Figura 3.37b; si son de aluminio, se puede realizar una pieza moldeada de aluminio que tenga dos cavidades que permitan introducir en ellas los tubos y enchavetarlos (Fig. 3.38).

Se podrán realizar antenas plegadas de hilo análogo al de la Figura 3.39, para ondas de 3,5 a 30 MHz.

Antenas plegadas realizadas con "feeder" "twin-lead" de 300 Ω

Es posible realizar una antena plegada con cable de 300 Ω de impedancia característica, llamado a menudo "twin-lead" (Figs. 3.40, 3.41 y 3.42).

Para asegurar un buen funcionamiento no bastará reunir simplemente los dos hilos del cable en los dos extremos; habrá que intercalar en él una capacidad de



Figura 3.38. *Trombón hecho con conductores de aluminio. Empalme por pieza moldeada.*

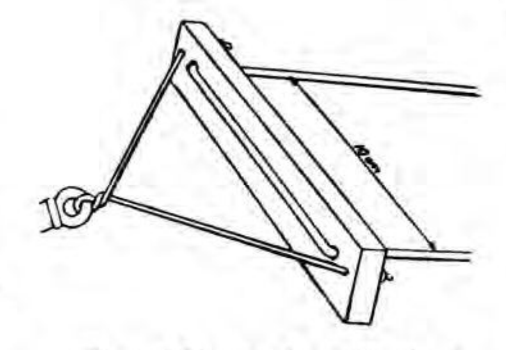


Figura 3.39. *Detalle de fijación de la antena "folded" de alambre MHz.*

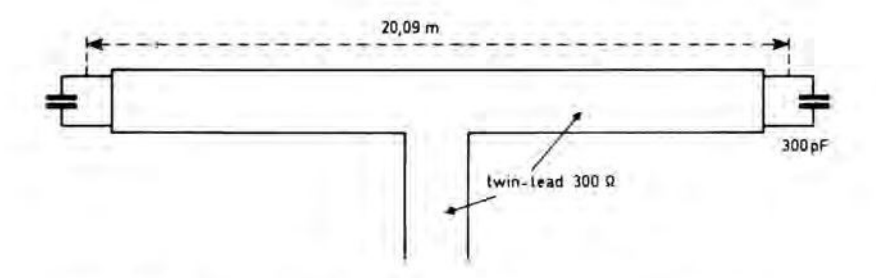


Figura 3.40. *Antena plegada realizada en "twin-lead" para λ = 40 m.*

unos 7 pF por metro de longitud de onda; ello es para compensar el hecho de que el factor de reducción del cable, utilizado en antena con corrientes del mismo sentido en los dos hilos, no es el mismo que en línea de transmisión en la que las corrientes en los dos conductores son de sentido contrario.

Se cortará una longitud de "twin-lead" calculada según la fórmula:

$$L_m = \frac{142{,}64}{F\ MHz}$$

Se desnudarán algunos milímetros de hilo en cada extremo y se los soldará a los extremos de la capacidad calculada como antes se ha dicho.

También se puede cortocircuitar una parte del "twin-lead" de modo que la longitud de línea comprendida entre los dos cortocircuitos represente una longitud real de media onda en el cable, es decir, 0,82 λ/2 (Fig. 3.41).

Un tercer modo consiste en prolongar la antena "twin-lead", de 0,82 λ/2 de longitud, por dos longitudes de hilo ordinario dirigidas hacia abajo como indica la Figura 3.42.

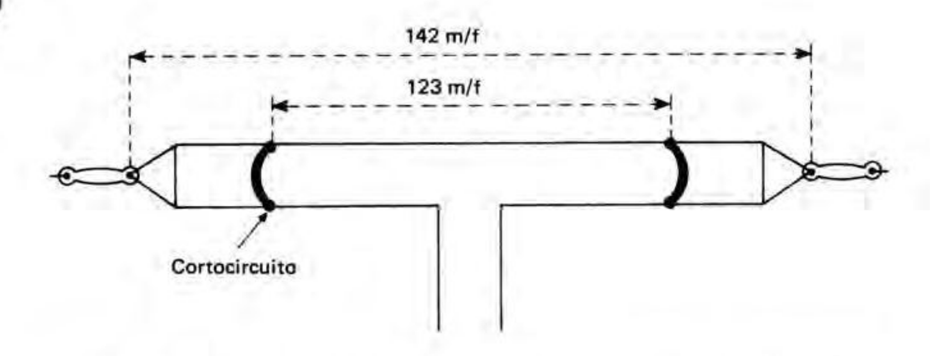


Figura 3.41. *Antena plegada en "twin-lead" 300 Ω y cortocircuitos antes de los extremos (ver texto).*

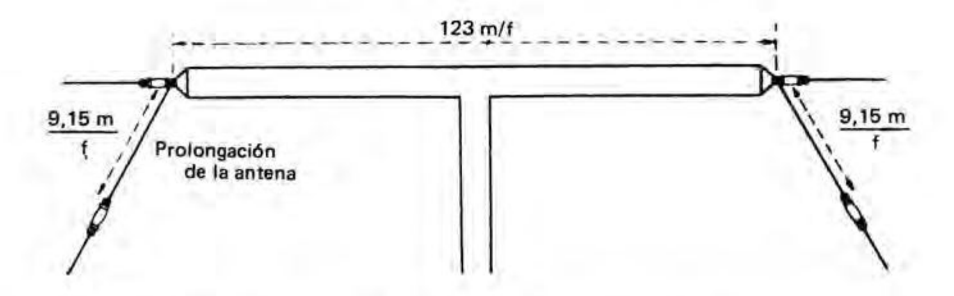


Figura 3.42. *Antena plegada en "twin-lead", prolongada por hilo ordinario.*

He aquí un ejemplo: se trata de calcular una antena plegada, para la frecuencia de 7,1 MHz; se podrá realizarla de hilo de cobre de longitud calculada según la fórmula:

$$L = \frac{142{,}64}{7{,}1} = 20{,}09 \text{ m}$$

siendo esta longitud la que va del centro de una de las barretas de separación de los extremos al centro de la otra barreta (Fig. 3.44).

O bien, se cortarán 20,09 m de "twin-lead".

Como 7,1 MHz corresponden a una longitud de onda de 300/7,1 = 42,25 m, la capacidad terminal deberá ser de 7 pF × 42,25 = 295,75 pF.

Se tomará la capacidad de valor corriente más próximo a éste, o sea 300 pF, de mica bajo material moldeado, o cerámica.

La bajada se hará igualmente de "twin-lead", pues la impedancia de 300 Ω del cable es igual a la resistencia de radiación de la antena plegada de dos conductores iguales. (Hemos visto que en este caso K vale 4, y 4 × 75 Ω = 300 Ω.)

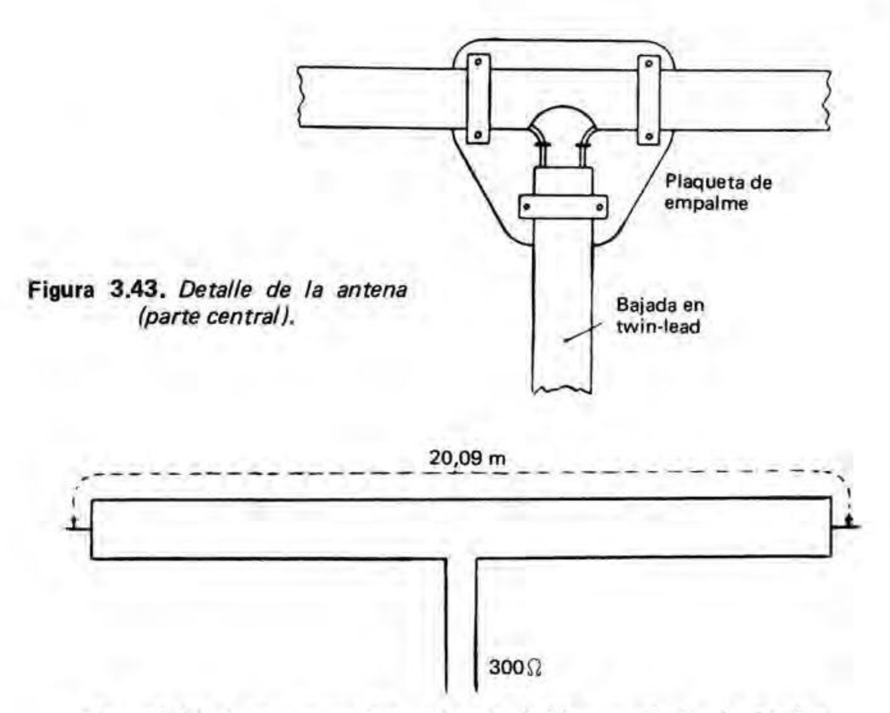


Figura 3.43. *Detalle de la antena (parte central).*

Figura 3.44. *Antena plegada para banda de 40 m, realizada de alambre.*

Para el empalme de la bajada se cortará uno de los conductores de la cinta que forma la antena en el centro de ésta y se soldarán los dos hilos resultantes del corte a los dos hilos del cable de bajada. Se aconseja, para la solidez de la antena y su resistencia a los vientos violentos, realizar esta conexión de la bajada sobre una plaqueta aislante que lleve guardacabos y dispositivos de fijación del aislante del "twin-lead", para que el cable de bajada no quede suspendido por los hilos soldados sino por el aislante.

Ha de observarse que el aislamiento entre los conductores de una antena plegada no tiene importancia, puesto que las dos partes de los dos conductores que se enfrentan están al mismo potencial. Se podrá, pues, en la realización de una antena plegada de hilo de cobre, utilizar un aislante cualquiera, para mantener la separación de los hilos. (No será así para el aislamiento entre los extremos de la antena y el mástil que la sostiene.

Antena de banda larga de cable coaxial (3,5 MHz) (Antena Bazooka)

Este tipo de antena, conocido en EE.UU. por el nombre de "doble Bazooka", no es otra cosa que una longitud de cable coaxial que resuena en media onda en el centro de la banda de trabajo elegida, alimentada en su centro por una línea coaxial de cualquier longitud. En realidad, la parte radiante está constitui-

da por la funda del cable que se comporta como un dipolo de media onda y el alma constituye dos secciones de cuarto de onda que presentan una reactancia elevada en la resonancia pero que decrece al alejarse (Fig. 3.45). De ello resulta un ensanchamiento notable de la banda pasante, lo cual es particularmente interesante en las bandas de frecuencias bajas como los 3,5 MHz cuya extensión representa un 10% de la frecuencia nominal. En la práctica, se parte de una longitud de cable coaxial tipo televisión, 75 MΩ, que lleva un conductor central de hilo macizo y, exactamente en el centro, se corta un manguito de funda de plástico de unos dos centímetros para alcanzar la funda metálica, que se corta en la misma longitud poniendo así al descubierto el dieléctrico del cable. En este

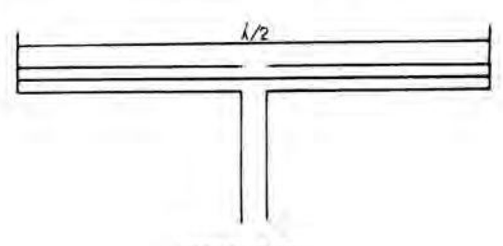


Figura 3.45.

sitio se suelda un bucle de hilo de tipo teléfono, de 1,5 cm de diámetro, y, después de haber tensado el cable contra dos puntos fijos a dos metros del suelo, se busca la resonancia en el "grid-dip". Se cortará progresivamente la misma longitud en cada extremo de modo que se obtenga la resonancia de la funda en la frecuencia central (sean 3.650 kHz). Esta longitud se situará en los alrededores de 39 m. Queda el caso del conductor interior, para el cual interviene el coeficiente de velocidad del cable y que, a 39 m, resulta demasiado largo. Se hará sobre la funda a cada lado del centro una marca de K/2, es decir, un tercio de la longitud hallada, o sea unos 13 m del centro. En este sitio, abriendo la funda de plástico, se seccionará el alma y se soldará el extremo liberado a la funda exterior, después de lo cual se extraerá el resto del alma y se soldará el extremo liberado a la funda exterior, o sea unos 6 m, que no se utiliza. Se procederá del mismo modo en los dos lados reconstituyendo el politeno con araldita y volviendo a colocar la funda en su sitio (Fig. 3.46).

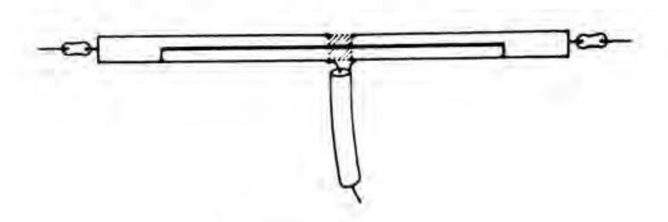


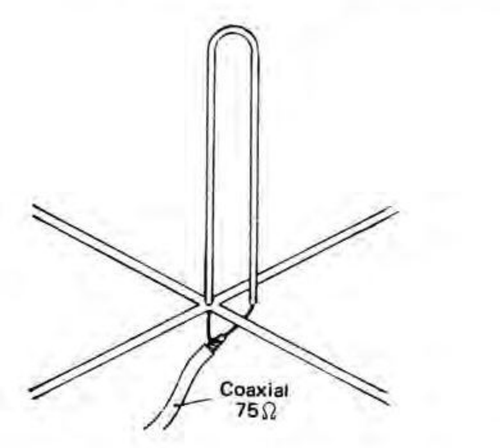
Figura 3.46.

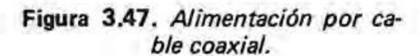
El cable de alimentación, de la misma naturaleza que el utilizado para la antena, se soldará al dipolo como se practica habitualmente, pero será conveniente mecánicamente prever un bloque de empalme apropiado. Para aislar el aéreo bastará un solo aislador tipo Pyrex en cada extremo. Se observará que esta antena es esencialmente monobanda, y su funcionamiento en toda la banda de 80 m se traduce por los ROS siguientes:

3,5 = 1,4/1
3,6 = 1,05/1
3,65 = 1/1
3,7 = 1,05/1
3,8 = 1,35/1

Funcionamiento de las antenas plegadas en armónicos impares

La antena plegada no puede funcionar en armónicos pares, pues el cable de bajada se hallaría situado en un vientre de tensión, pero en los armónicos impares la adaptación es aún muy correcta; así, la antena descrita para la banda 7 MHz puede funcionar muy correctamente en la banda de aficionado de 21 MHz.




Figura 3.47. *Alimentación por cable coaxial.*

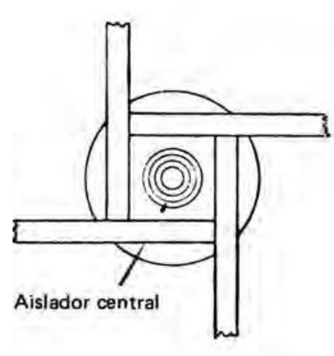


Figura 3.47bis. *Realización práctica.*

Esta antena, que tiene una resonancia mucho menos puntiaguda que un dipolo ordinario y que es fácil de adaptar a un cable de bajada normalizado, presenta, por el contrario, para las estaciones de aficionados, el inconveniente de no poder funcionar más que en una sola banda; en efecto, sabemos que las bandas de aficionados están en armónicos pares unas respecto a otras, si se exceptúa la banda de 21 MHz.

En cambio, como antena monobanda y sobre todo como adaptador de impedancia es de uso casi general; es la que constituye el elemento alimentado de casi todas las antenas de elementos múltiples.

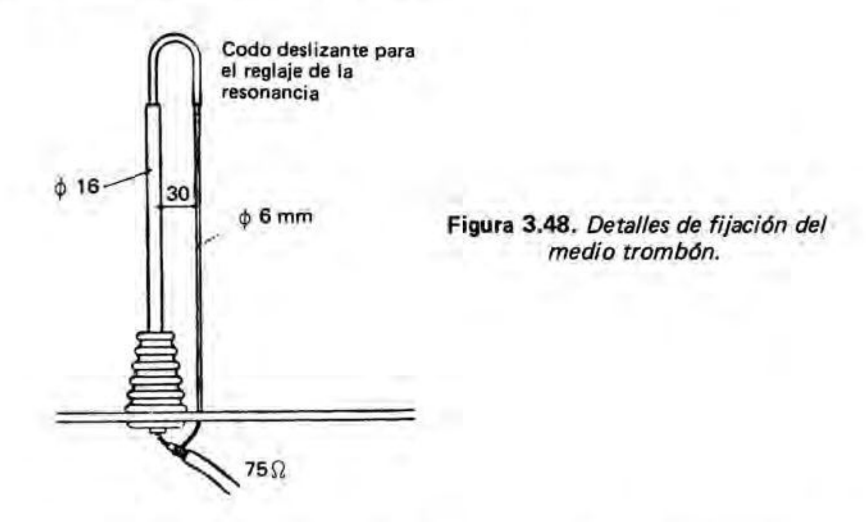


Figura 3.48. *Detalles de fijación del medio trombón.*

En las páginas precedentes hemos hablado de la antena "ground-plane". Esta tiene una débil resistencia de radiación. Se puede aumentar esta resistencia empleando como parte radiante un semitrombón de modo que se adapte a un coaxial corriente de 75 Ω. Ello facilita la construcción, porque uno de los ramales del trombón puede ser puesto a masa. El trombón será realizado del modo siguiente: la parte puesta a masa tendrá 6 mm de diámetro, la otra parte, conectada al conductor central del coaxial, tendrá un diámetro de 16 mm y la separación entre ejes podrá variar entre 2,5 y 4 cm. El factor multiplicador del trombón será próximo a 2. Siendo simétrico el modo de enlace, convendrá al cable coaxial de 75 Ω.

Antenas multibanda alimentadas por "feeders" sintonizados

Antenas "Lévy" y "Zeppelin"

Existen dos tipos de antenas de este género: la antena "Zeppelin", compuesta de una parte radiante alimentada en el extremo por una línea de hilos paralelos de la clase de 600 Ω, y la antena "Lévy", en la cual la alimentación tiene lugar en el centro con ayuda de un "feeder" del mismo tipo que el utilizado para la antena "Zeppelin".

Una línea de hilos paralelos no radia mientras la distancia que separa los hilos de la línea sea pequeña comparada con la longitud de onda de la corriente de alta frecuencia que transporta. A decir verdad, los dos conductores radian, pero

al estar recorridos por corrientes que circulan en sentido contrario, si las corrientes son de igual amplitud y de fases exactamente opuestas, el campo producido por un conductor anula el del otro.

Importa, pues, que la igualdad de amplitud y la oposición de fase sean rigurosamente respetadas si se quiere que la radiación propia de los "feeders" sea despreciable. Esto impone cierta longitud del ramal radiante, al menos por lo que respecta a la antena Zeppelin. Se la puede, en efecto, considerar como resultante de una antena larga de la que se hubiera plegado el extremo para constituir el "feeder" de alimentación.

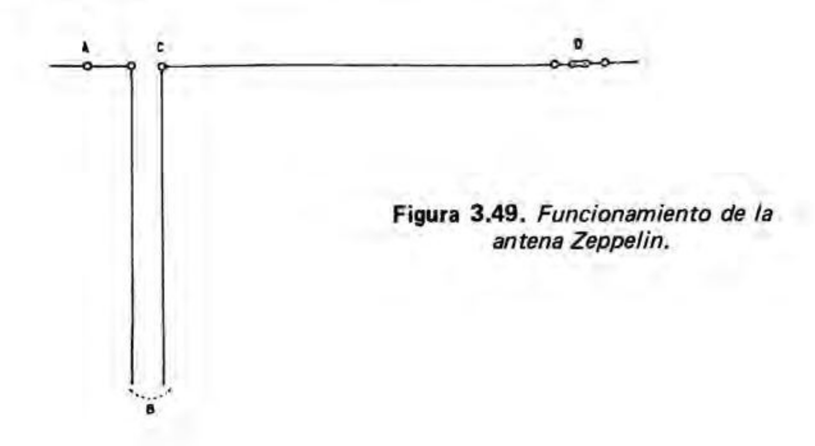


Figura 3.49. *Funcionamiento de la antena Zeppelin.*

Teniendo el extremo de la antena obligatoriamente un nodo de intensidad en A (y D), para que el "feeder" no radie hará falta que el punto C sea también un nodo de intensidad (Fig. 3.49). Como el punto D también lo es, la longitud CD deberá ser un múltiplo de semilongitud de onda. Lo mismo ocurrirá para el "feeder", que no deberá tener una longitud cualquiera; no obstante, como su extremo B es accesible, se podrá, mediante sistemas de inductancias y capacidades, darle la longitud adecuada, es decir, sintonizarlo; de ahí el nombre de "feeder sintonizado" que se da a este tipo de "feeder". A los ojos de ciertos autores, esta palabra "tabú" de "feeder sintonizado" dispensaría a este "feeder" de comportarse como un "feeder" normal; permítasenos no ser de su opinión. Volveremos sobre ello algo más adelante.

Con la antena "Lévy", que puede ser considerada como una antena larga cuyo centro plegado constituiría el "feeder", es evidente que, dada la simetría de esta antena, el pliegue puede hacerse en cualquier punto, pues una vez sintonizado el "feeder", las condiciones de no radiación del mismo quedarán satisfechas cualquiera que sea la longitud de la parte radiante, y ello permite utilizarla en los lugares en los que el espacio está demasiado restringido para instalar una parte radiante que tenga al menos una semionda. (No hay que descender, sin embargo, por debajo del cuarto de onda para la parte radiante.)

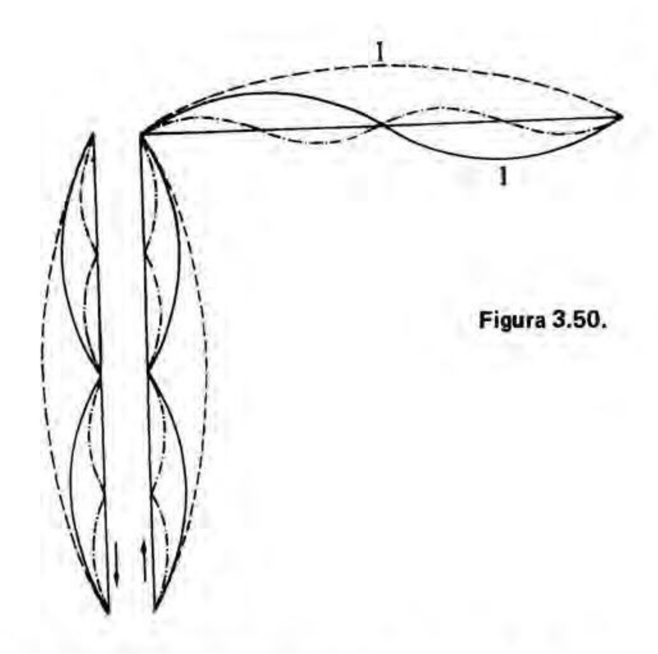


Figura 3.50.

Mientras que la antena Zeppelin sólo puede funcionar en frecuencias armónicos de aquélla para la que su parte radiante hace una semionda, la antena Lévy es teóricamente capaz de funcionar en cualquier longitud de onda si se dispone de un medio de sintonizar el "feeder" en cualesquiera condicones (Figs. 3.51 y 3.52).

Se observará que en la antena Zeppelin el funcionamiento no será correcto en las frecuencias armónicos exactos de aquélla para la que ha sido cortada, pues para una antena de onda entera la longitud no es exactamente el doble de la de una antena de media onda. Habrá resonancia en una frecuencia ligeramente diferente del armónico.

La no radiación de los "feeders" tampoco es tan absoluta como podría creerse, pues la parte radiante de la antena crea un campo en el que el "feeder" está sumergido. Es evidente que en la antena Lévy su simetría reduce al mínimo esta acción, pero no es despreciable, sobre todo en la proximidad del punto de empalme. Para reducirla al mínimo es necesario que el "feeder" sea perpendicular a la parte radiante, al menos en la longitud de una semionda. Esta disposición práctica no siempre es fácil de realizar; habrá que orientar la antena de modo que se aproxime lo más posible a esta condición ideal.

Con la antena Zeppelin, la disimetría en la disposición del "feeder" respecto a la antena hace que la radiación de la antena perturbe gravemente el funcionamiento del "feeder"; en efecto, las corrientes inducidas por esta radiación tienen el mismo sentido en los dos hilos, lo cual destruye la igualdad de las dos corrientes que circulan en el "feeder", pues una queda aumentada y la otra, disminuida. El "feeder" radia y por ello perturba a su vez a la antena, y en el "feeder"

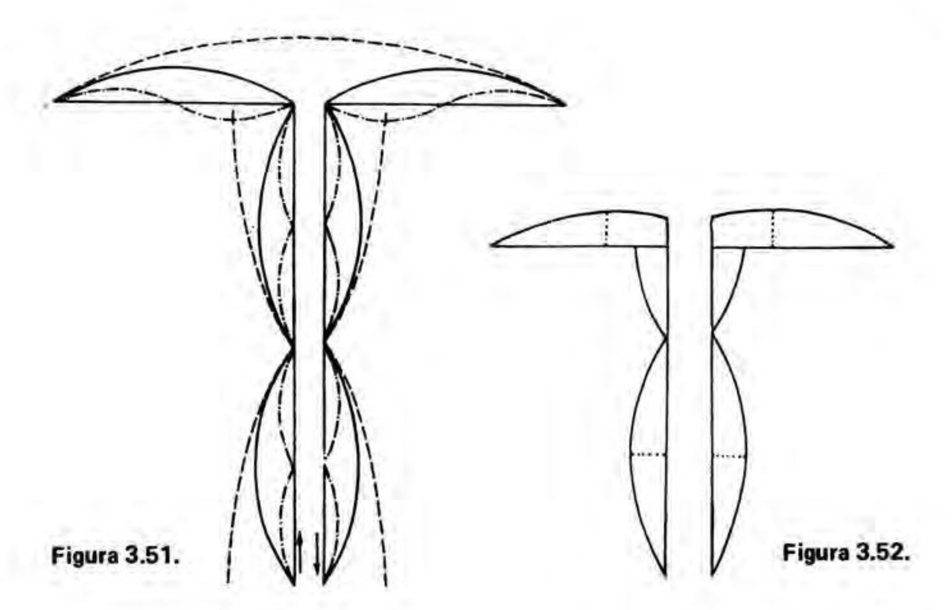


Figura 3.51.

Figura 3.52.

los nodos y vientres ya no están unos frente a otros sino desplazados unos respecto a otros, y el R.O.S. ya no es el mismo en los dos "feeders" (Figs. 3.53 y 3.54).

Se puede considerar una antena Zeppelin como una antena sintonizada y alimentada en su extremo por una línea que tiene una impedancia característica del orden de 600 Ω. Esta afirmación sería monstruosa si hemos de creer lo que se afirma en un artículo aparecido en *Radio-REF*, según el cual, si la línea tiene las características geométricas de una línea de 600 Ω, no es, sin embargo, una línea. No funciona como tal; es, en realidad, un "feeder sintonizado" que funciona en ondas estacionarias.

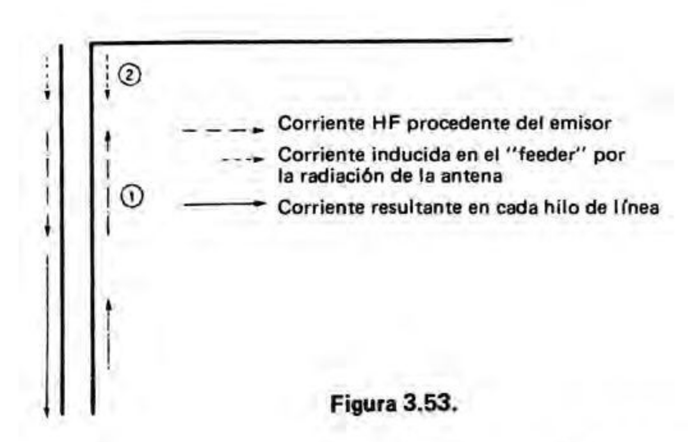


Figura 3.53.

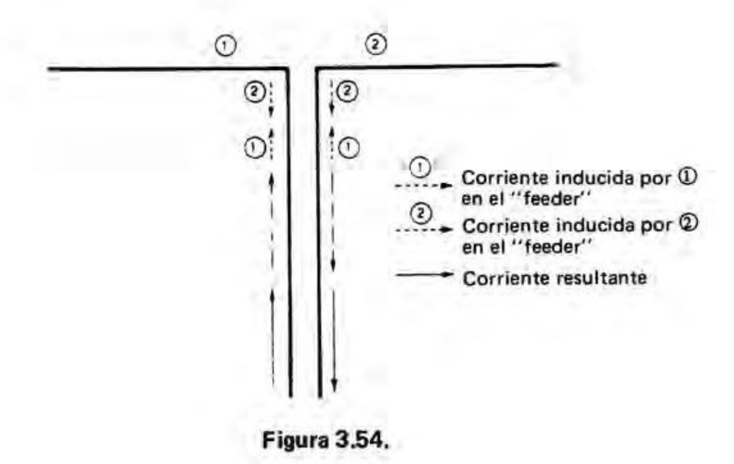


Figura 3.54.

Una línea presenta, por sus características geométricas, una impedancia característica que nadie le puede quitar, aun bautizándola con el nombre de "feeder sintonizado".

Una línea de 600 Ω cerrada sobre una impedancia no reactiva de 600 Ω funciona en ondas progresivas, es decir, en cada punto del "feeder" la corriente es constante, estando una onda reemplazada constantemente por la que la sigue. Es un régimen de energía *activa.*

Si se cortocircuita la línea o si se la deja abierta, la misma es sede de un régimen de ondas estacionarias o de un régimen de energía *reactiva;* toda la energía enviada a la línea retrocede enteramente.

Existen además todas las combinaciones intermedias por las cuales la línea está cerrada sobre una impedancia comprendida entre 0 y 600 Ω o entre 600 Ω e infinito. Se trata entonces de un régimen mixto, *en parte activo y en parte reactivo,* lo que significa que la potencia aparente suministrada por el emisor no es radiada totalmente y que una fracción mayor o menor de esta energía vuelve hacia atrás.

Con una antena Zeppelin se ataca siempre la antena en el extremo, o sea en un vientre de tensión, y la impedancia varía entre 1.000 y 5.000 Ω según sea la instalación, lo que da, para una línea de 600 Ω un R.O.S. que varía entre 2 y 8. El que la línea esté o no *sintonizada* no cambia nada el valor del R.O.S. En cambio, su papel interviene en el comportamiento de la onda de retorno. En efecto, si el "feeder" está terminado de tal modo que no tenga lugar una nueva reflexión por las ondas de retorno, sólo existirá un régimen de ondas estacionarias superpuesto a un régimen de ondas progresivas que transportan la energía activa que radia la antena. Por lo mismo que nunca se ha resuelto el transporte de viajeros y mercancías por vagones inmóviles, no se comprende cómo las ondas estacionarias puedan transportar energía.

Un "feeder" cuyo comenido es conducir la energía desde el emisor a la antena (o desde la antena al receptor) no puede funcionar en régimen de ondas estacionarias. Si existen en el "feeder", en ningún caso se las puede considerar responsables del transporte de la energía a la antena. Es el régimen de ondas progresivas el que se encarga del transporte.

Incluso se puede decir que una energía demasiado importante para las posibilidades de la antena es dirigida hacia ésta, y una parte de ella, que no es utilizada, vuelve a su punto de partida. Este tráfico de ida y vuelta, de balance nulo, hace circular en la línea una corriente inútil que aumentará las pérdidas.

El régimen de ondas progresivas es el régimen racional en el que el "feeder" sólo transporta lo que puede absorber la antena.

Ahora bien, el único medio de distinguir los dos regímenes y de evaluar sus niveles relativos es apreciar la proporción de ondas estacionarias (R.O.S.), cociente de las impedancias del "feeder" y de la antena en el punto de unión del "feeder".

Se dice que la antena Lévy es una línea abierta de la que se han separado los extremos para constituir la parte radiante. Es un punto de vista defendible, pero el separar los dos hilos de la línea hace que éstos radien y que consuman una energía activa materializada por una impedancia ni nula ni infinita en el punto de separación. Antes de la separación, la impedancia terminal era infinita y la corriente nula, y la línea abierta era sede de un régimen de ondas estacionarias total. Después de la separación, la impedancia entre los extremos baja hasta unos miles de ohmios; algo, pues, ha cambiado, y si el reparto de los máximos de tensión y de corriente en el conjunto "feeder"-antena no ha cambiado, los valores de los máximos y mínimos, por el contrario, sí han cambiado.

Pasemos a la comparación con los hilos de Lecher que sirven para medir las longitudes de onda. Si se desplaza un conductor haciendo cortocircuito entre los dos hilos de la línea, se tiene un régimen de ondas estacionarias 100% (línea cerrada). Si se introduce en el conductor que asegura el cortocircuito una bombilla destinada a señalar los vientres de intensidad, la línea ya no está en cortocircuito sino cerrada sobre la impedancia de la bombilla; entonces circula una energía activa en los hilos, que es la que pone incandescente el filamento de aquélla.

No hay, pues, razón para dar al término *"feeder sintonizado"* mayor importancia que la que merece. Digamos que la sintonía de los "feeders" condiciona la localización de los nodos y vientres y en la antena Zeppelin asegura las mejores condiciones para la no radiación del "feeder", y en la antena Lévy evita que las ondas reflejadas, causa de las ondas estacionarias, sufran una nueva reflexión en la unión "feeder"-emisor, que crearía un nuevo sistema de ondas estacionarias.

Así pues, las antena Lévy o Zeppelin no son más que partes radiantes alimentadas por un "feeder", sin duda sintonizado, pero que tiene su propia impedancia de la que depende la proporción de ondas estacionarias. Esta proporción varía en la antena Lévy con el armónico utilizado porque, admitiendo que la parte radiante sea un múltiplo de semionda (lo cual no es indispensable pero sí preferible para evitar una impedancia reactiva en el punto de unión del "feeder"), la antena es atacada, ya en un vientre de tensión, ya en un vientre de intensidad. El R.O.S. varía, pues, para un "feeder" de $Z_c = 600\ \Omega$, de 3 a 8 para el ataque en tensión y de 6 a 8 para el ataque en intensidad.

El funcionamiento del "feeder" no es, pues, el mismo en todos los casos, puesto que el R.O.S. varía. Pero prácticamente, para las frecuencias de 3,5 a 28 MHz utilizadas por los aficionados, las pérdidas de una línea de 600 Ω son débiles y, a pesar de multiplicarlas por un factor en función del R.O.S, quedan casi despreciables, con lo que la antena puede dar prácticamente resultados comparables en las distintas frecuencias. Pero ello no es una razón para negar la evidencia y para atribuir a la *resonancia* de los "feeders" el hecho de que n veces 0 = 0.

Se podría escoger un "feeder" que disminuya el R.O.S. para el ataque en intensidad tomando, por ejemplo, una cinta de 300 Ω, pero las pérdidas en estos "feeders" son mucho mayores que en los "feeders" abiertos de 600 Ω y se perdería enormemente con este cambio.

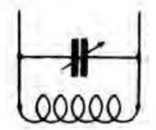


Figura 3.55. *Sintonización en paralelo.*

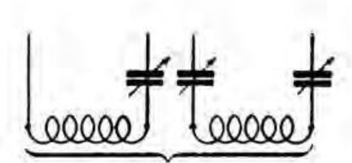
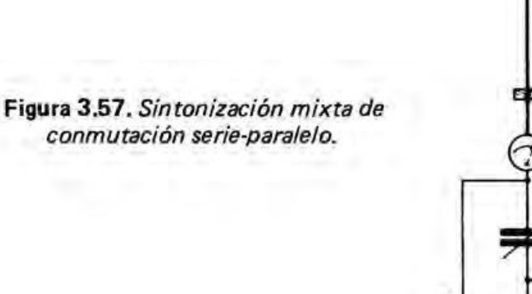


Figura 3.56. *Sintonización en serie.*

La longitud del "feeder" está dada, en general, por la distancia disponible entre la antena y el local donde se sitúa el emisor. No es siempre posible dar al "feeder" una longitud igual a un múltiplo de λ/2 para un "feeder" de Zeppelin atacado en tensión, o a un múltiplo impar de λ/4 si se ataca el "feeder" en intensidad. Tampoco es aconsejable que sea así, pues si el "feeder" entra en resonancia en la frecuencia de la radiación emitida por la antena, absorberá energí, que a su vez radiará en parte. (Es por una razón análoga por la que se cortan con aisladores los tirantes que sostienen un mástil de antena.) Si el "feeder" tiene una longitud comprendida entre 13 y 14 m para una antena Zeppelin, la absorción del "feeder" quedará reducida al mínimo en las distintas bandas de aficionado. La sintonía del "feeder" se restablecerá por un sistema de capacidades e inductancias que proporcionen, o bien una sintonización en serie, o bien una sintonización en paralelo: la Tabla y las Figuras dan los órdenes de magnitud de las longitudes del ramal radiante y del "feeder" a adoptar, así como el sistema de sintonización a utilizar según la banda de trabajo (véanse Tabla y Figuras 3.55 a 60).

El problema de la antena multibanda es, por cierto, el más difícil de resolver porque hay que tener en cuenta muchos factores que conducen a imperativos contradictorios: espacio disponible, diagrama de radiación, longitud del "feeder", disposición del "feeder" respecto a la antena, despeje de la antena respecto a los obstáculos, etc.

El reglaje correcto de la antena se realizará desde luego por la correcta longitud de la parte radiante que asegurará una corriente igual en dos puntos, con relación al "feeder".



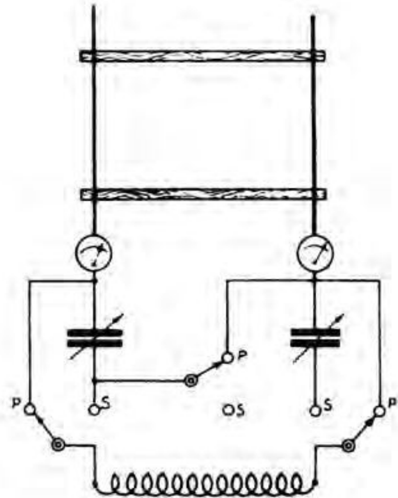


Figura 3.57. *Sintonización mixta de conmutación serie-paralelo.*

La sintonización de éstos se podrá realizar midiendo el R.O.S en la línea de acoplamiento de ondas progresivas que une el circuito de sintonía de la antena al circuito sintonizado del paso final del emisor a fin de reducir al mínimo el valor de este R.O.S. El circuito sintonizado será semejante al utilizado en el paso final. Se podrá variar la capacidad de sintonización por medio de empalmes que permitan poner las dos capacidades en paralelo (capacidad máxima) o en serie (capacidad mínima). Será conveniente prever en la bobina de sintonía tomas que permitan variar su inductancia según la banda a utilizar.

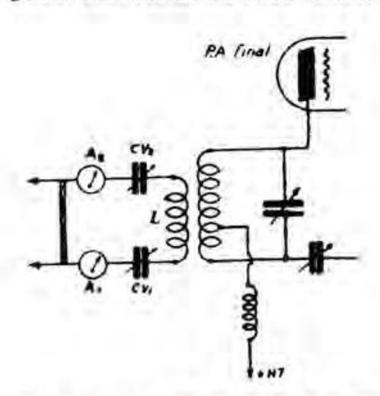


Figura 3.58a. *Acoplamiento directo de una línea de ondas estacionarias a un paso final único. Los condensadores variables tienen una capacidad de 250 pF cada uno. Los térmicos tienen una desviación máxima para 1,5 a 2 A.*

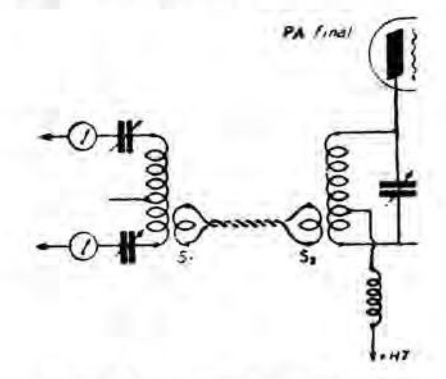


Figura 3.58b. *Acoplamiento directo de una línea de ondas estacionarias, teniendo S_1 y S_2 2 ó 3 espiras cada una, acopladas en el lado frío, es decir, en el centro de la self de antena para S_1 y en el lado de alta tensión para S_2. El hilo retorcido puede tener cualquier longitud.*

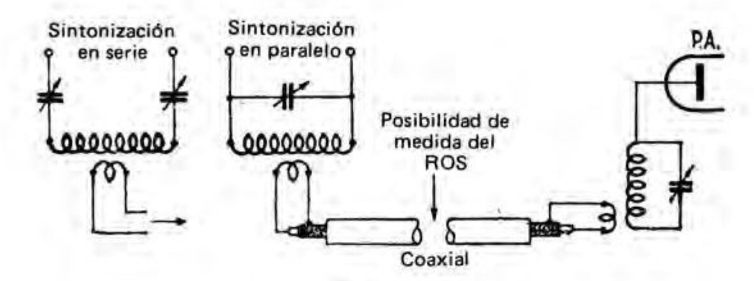


Figura 3.59.

La antena Lévy alimentada en tensión es la mejor antena multibanda, ya que, a causa de su simetría, la longitud de la parte radiante tiene poca importancia y, en la antena alimentada en tensión, esta parte radiante está a disposición constante del operador.

En la antena Zeppelin, la longitud de la parte radiante tiene un papel primordial en el correcto funcionamiento del "feeder" y el margen de sintonía es muy reducido. Por otra parte, resulta mucho más perturbada por la radiación de la antena sobre el "feeder" y por los obstáculos próximos al "feeder" que actúan de modo diferente sobre los dos hilos. Puede ser interesante darle un giro para que su disposición relativa respecto a los obstáculos sea casi la misma para los dos conductores.

Tabla de recapitulación sobre las antenas Zeppelin y Lévy

Longitud aproximada de la antena en m		Longitud aconsejada para el feeder en m	Banda de trabajo en MHz	Sistema de sintonización a emplear
ZEPPELIN	41,40	13,70	3,5 - 7 14 - 21	Serie
			28	Paralelo
	20,40	13,70	7 - 14 21	Serie
			28	Paralelo
LEVY	41,40	12,80	3,5 - 21	Paralelo
			20	Serie
	41,40	23,60	3,5 - 28	Paralelo
	20,40	13	3,5	Serie
			7 - 28	Paralelo
	20,40	20	3,5 - 14 - 28	Paralelo
			7 - 21	Serie

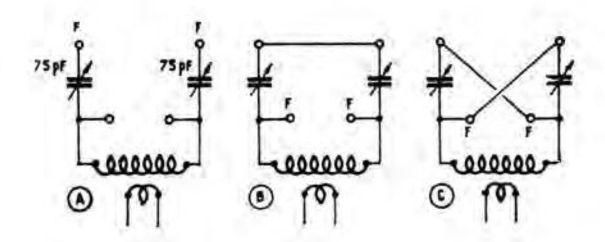


Figura 3.60.

Antenas cuyos "feeders" sintonizados son alimentados por "feeders" de ondas progresivas

Hemos visto que la impedancia varía a lo largo del ramal radiante de una antena.

En una antena de media onda, tiene un valor de 73 ohmios en el centro y se puede atacarla con un "feeder" de esta impedancia.

Si se la quiere atacar por una línea de 300 ó 600 ohmios, hace falta una delta o un sistema de adaptación en T.

Se utiliza entonces un "feeder" que funcione en ondas progresivas y que puede tener cualquier longitud.

Cuando se utiliza la antena precedente en el armónico 2, los vientres de intensidad y de tensión se desplazan y el "feeder" ya no está en un sitio correcto. Se necesitaría poder desplazarlo sobre el ramal radiante cuando se cambia de armónico, de modo que funcione siempre en ondas progresivas (Fig. 3.61).

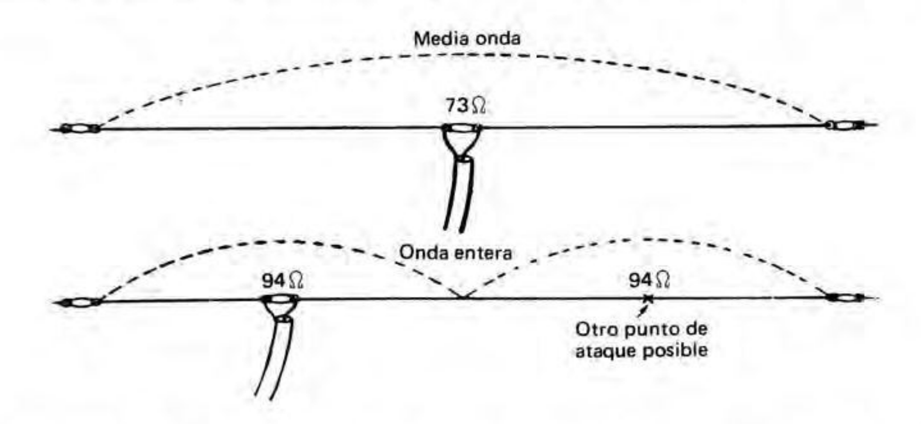


Figura 3.61. *Arriba, ataque de una antena de media onda por un cable coaxial de 73 Ω. Abajo, ataque de la misma antena vibrando en armónico 2; el cable coaxial es del tipo 94 Ω.*

En la práctica, el ramal radiante está fuera de alcance y la obligación de bajar toda la antena haría fastidioso el cambio de banda, sin contar que, con un coaxial, además de desplazar el "feeder", habría que cortocircuitar o descortocircuitar los aisladores centrales.

Si se ataca la antena por un "feeder" de dos hilos paralelos, de bajas pérdidas, prácticamente no radiante, como en la antena Zeppelin o la Lévy, se las puede uno arreglar para tener a su alcance una parte de este "feeder", y como arriba se encuentran de nuevo vientres de intensidad y de tensión, se puede conectar en los sitios adecuados un segundo "feeder" que lleve la energía del emisor por ondas progresivas.

Los dos sistemas (Lévy y Zeppelin) son utilizables, y la situación de las tomas depende del "feeder" elegido, que lo más corrientemente es un coaxial de 75 ohmios o uno de hilos paralelos de 300 ohmios.

Ejemplo.– Tomemos un ramal radiante de 120 m y pleguemos los 80 m del centro, lo que da un "feeder" de 40 m (Fig. 3.62).

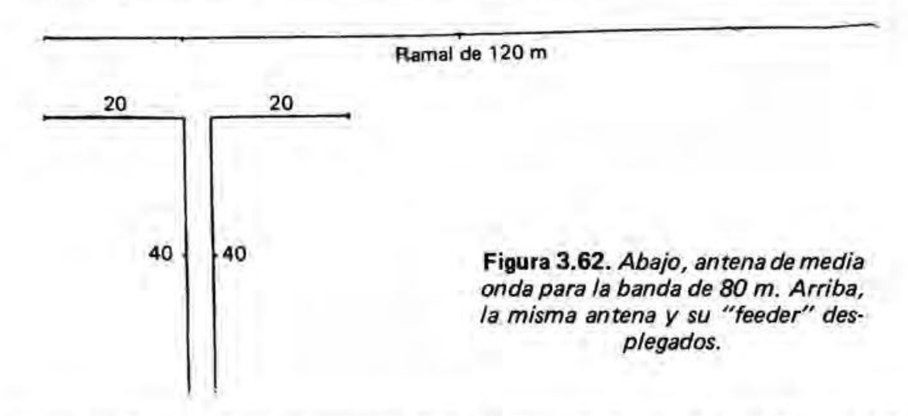


Figura 3.62. *Abajo, antena de media onda para la banda de 80 m. Arriba, la misma antena y su "feeder" desplegados.*

Para una onda de 80 m, el reparto de las intensidades es el de la Figura 3.63.

Como el "feeder" tiene una longitud de una semionda, reproduce abajo la impedancia de arriba. Se tiene, pues, abajo una impedancia de 73 ohmios y se puede sustituir el cortocircuito por un coaxial de 73 ohmios (Fig. 3.64).

En el armónico 2, el reparto de los vientres de intensidad es el de la Figura 3.65. Se encuentran dos puntos de impedancia adecuada a 10 y 30 m del extremo inferior del "feeder".

En el armónico 4 se encuentran cuatro puntos posibles (Fig. 3.66).

En el armónico 8 se tendrían ocho puntos posibles a 2,50, 7,50, 12,50, 17,50, 22,50, 27,50, 32,50 y 37,50 metros.

Escogiendo los puntos más agrupados en la parte inferior del "feeder" se tendría:

Banda de 80 m: toma en el extremo.
Banda de 40 m: toma a 10 m del extremo.
Banda de 20 m: toma a 5 m del extremo.
Banda de 10 m: toma a 2,50 m del extremo.

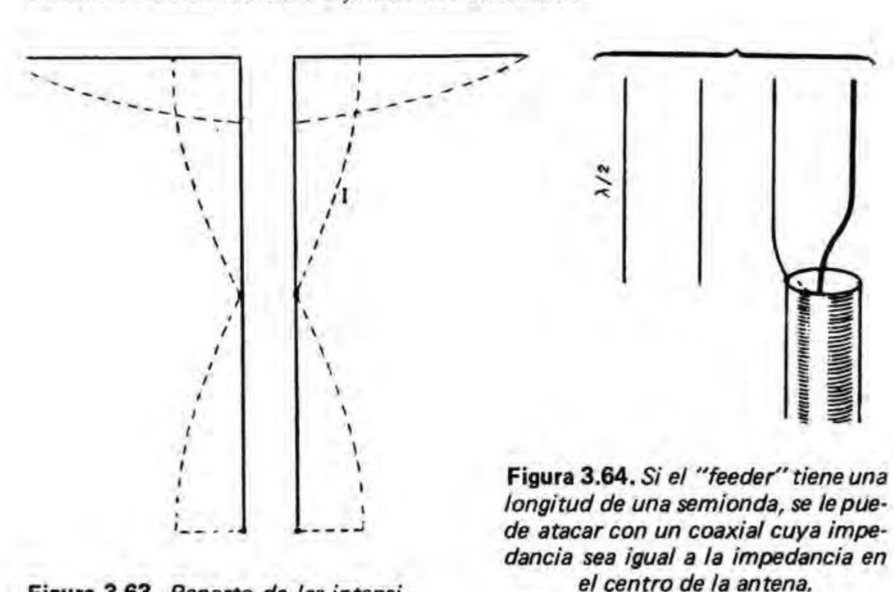


Figura 3.63. *Reparto de las intensidades en el "feeder" y la antena de media onda de 80 m.*

Figura 3.64. *Si el "feeder" tiene una longitud de una semionda, se le puede atacar con un coaxial cuya impedancia sea igual a la impedancia en el centro de la antena.*

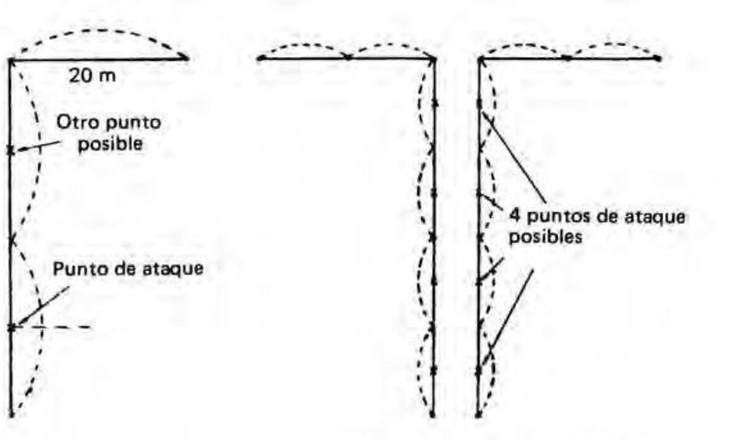


Figura 3.65. *Funcionamiento en onda de 40 m. El cable coaxial de 73 Ω se conecta hacia los 10 ó 30 m del extremo inferior del "feeder".*

Figura 3.66. *Funcionamiento en el armónico 4 (banda de 20 m). Hay 4 puntos de ataque posibles por un coaxial de 73 Ω.*

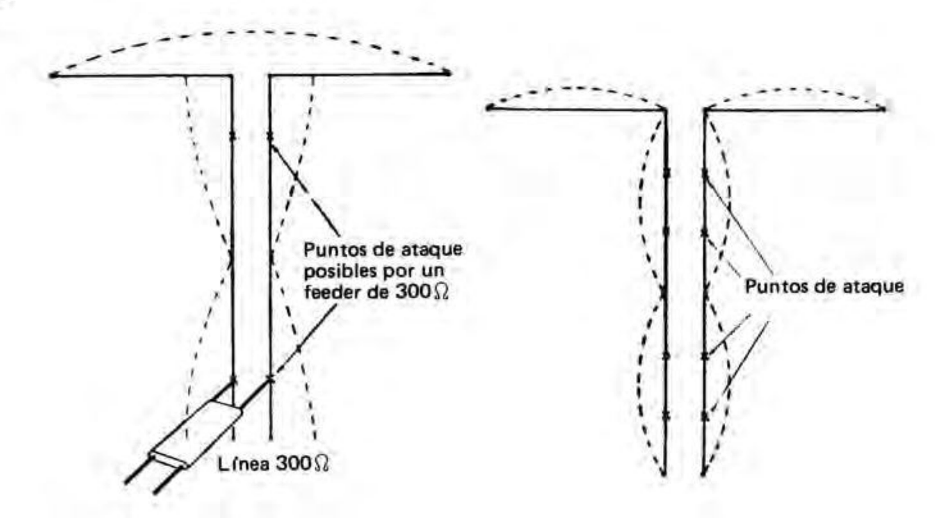


Figura 3.67. *Funcionamiento en la fundamental en la banda de 80 m. Hay dos puntos de ataque posibles por una línea de 300 Ω.*

Figura 3.68. *Funcionamiento en el armónico 2 en la banda de 40 m. Ataque por línea de 300 Ω.*

La toma de 73 ohmios es la menos favorable, pues la elección de los puntos queda reducida a la mitad respecto a los puntos de impedancia más elevada.

En efecto, 73 ohmios es la impedancia mínima en el vientre de intensidad; pero a ambos lados, la impedancia aumenta y se puede encontrar a cada lado una impedancia de 300 ohmios, por ejemplo, lo cual da dos puntos por semionda en lugar de uno (Figs. 3.67 a 3.69).

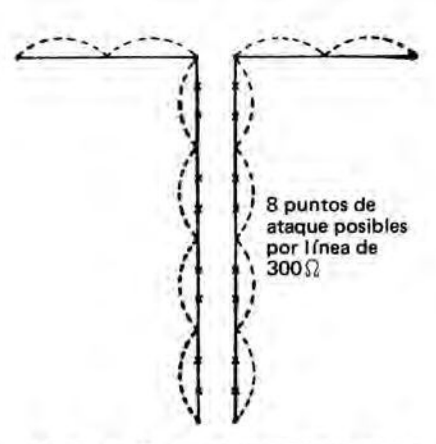


Figura 3.69. *Funcionamiento en el armónico 4 en la banda de 20 m.*

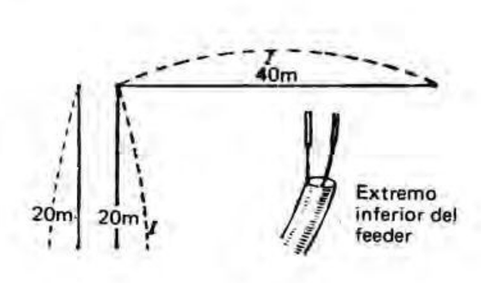


Figura 3.70. *Ataque en la banda de 80 m y detalle del extremo inferior del "feeder" con coaxial de 73 Ω.*

Se determina la posición de las tomas experimentalmente, dando el cálculo una posición aproximada. Para ello se controlan las ondas estacionarias en el "feeder" por los métodos habituales.

En lugar de constituir una antena de tipo Lévy habríamos podido realizar una Zeppelin. Es el sistema más interesante, pues se puede uno contentar con un "feeder" de 20 m en lugar de 40 m para el funcionamiento en 80 m.

Las Figuras 3.65 a 3.69 muestran la posición de las tomas según el armónico y la impedancia del "feeder" utilizado.

Banda de 80 m: coaxial en el extremo.

Banda de 40 m: coaxial a 10 m del extremo.

Banda de 20 m: coaxial a 5 m del extremo.

Banda de 10 m: coaxial a 2,5 m del extremo.

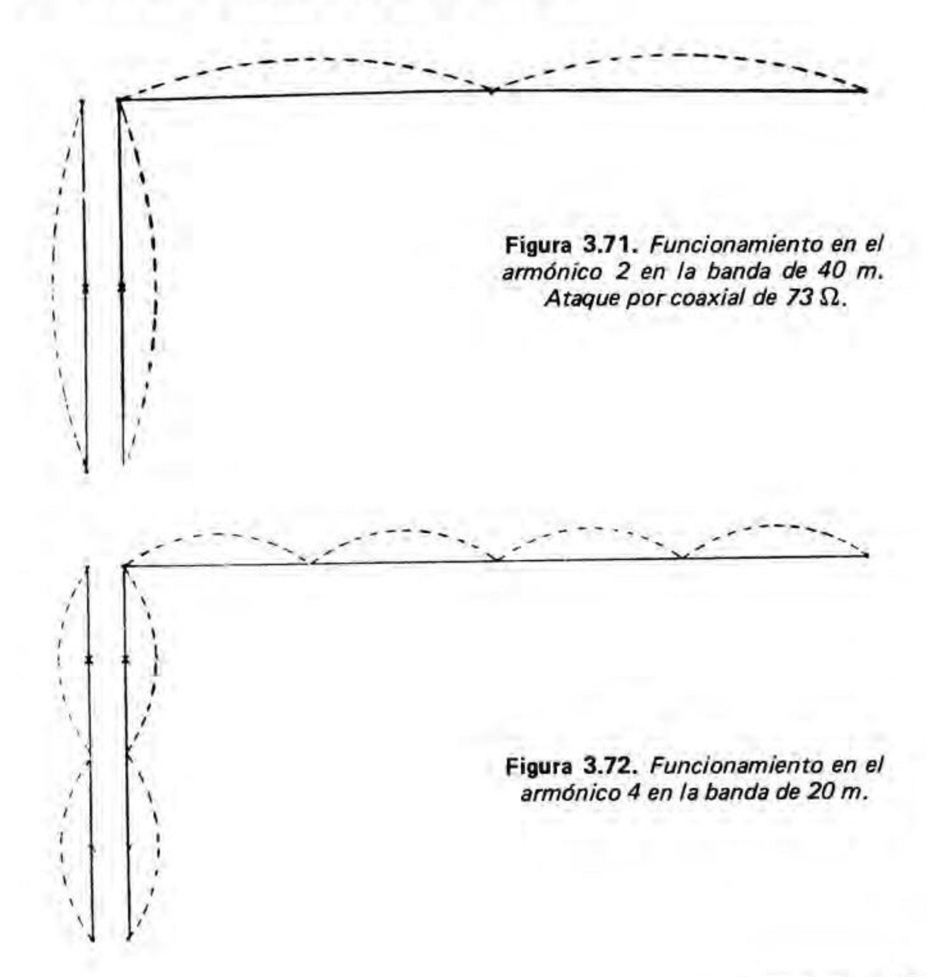


Figura 3.71. *Funcionamiento en el armónico 2 en la banda de 40 m. Ataque por coaxial de 73 Ω.*

Figura 3.72. *Funcionamiento en el armónico 4 en la banda de 20 m.*

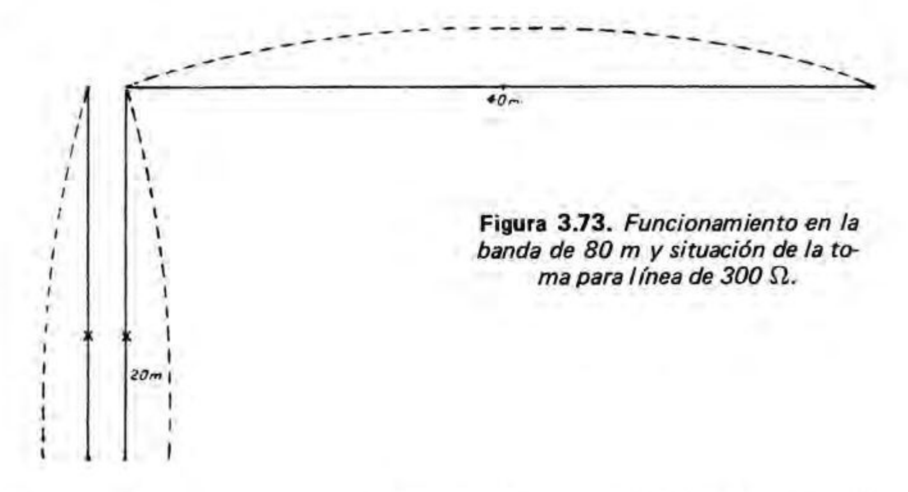


Figura 3.73. *Funcionamiento en la banda de 80 m y situación de la toma para línea de 300 Ω.*

Todos estos datos son teóricos. De hecho, hay que calcular el ramal radiante por los métodos habituales y determinar experimentalmente la posición de los puntos de unión del "feeder", pero la predeterminación por cálculo da ya muy buena aproximación.

Para una cómoda utilización de esta antena tiene que ser accesible cierta longitud de "feeder", al menos de un octavo de onda para la frecuencia más baja a transmitir, o sea 10 m de "feeder" para las bandas de 80 m y menos, 5 m para las bandas de 40 m y menos, etc.

Se puede, por ejemplo, disponer horizontalmente la parte del "feeder" en la que se realizarán las tomas y señalar éstas de antemano soldando en el sitio de cada una una laminilla de hojalata o de cobre estañado. Cuando se efectúe la conexión del "feeder" por tornillos o por pinzas se asegurará uno de que son

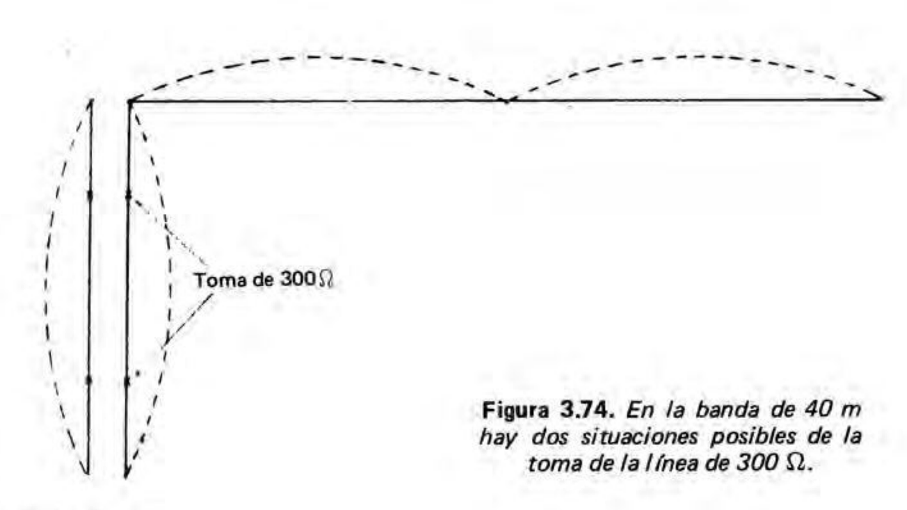


Figura 3.74. *En la banda de 40 m hay dos situaciones posibles de la toma de la línea de 300 Ω.*

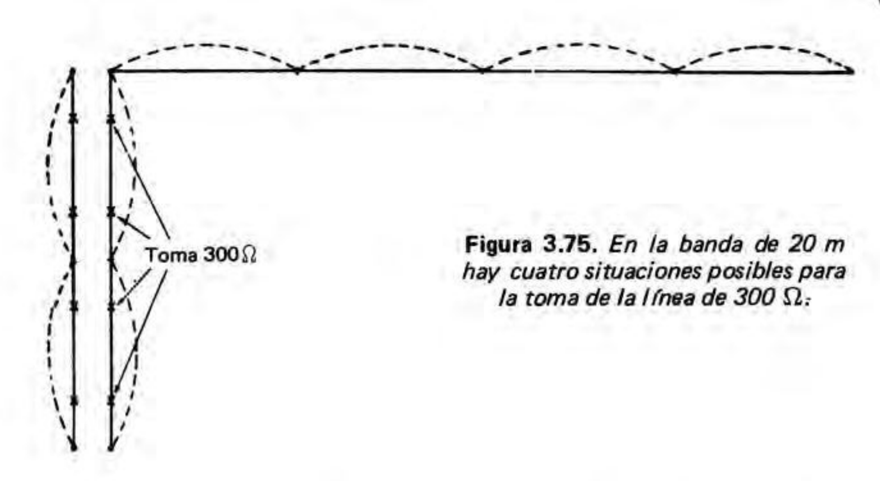


Figura 3.75. *En la banda de 20 m hay cuatro situaciones posibles para la toma de la línea de 300 Ω.*

buenos los contactos, sobre todo si se trabaja en un vientre de intensidad (caso general).

Si el "feeder" de 40 m para la Lévy, o de 20 m para la Zeppelin, no tiene longitud suficiente, hay que alargarlo una semionda a fin de que recobre los mismos valores de impedancias. Esto supone prolongar el "feeder" 40 m para la banda de 80 m, y 20 m si no se pasa de 40 m.

Para todas las bandas a partir de 80 m, se precisan, para la Lévy, 40, 80 ó 120 m de "feeder" y para la Zeppelin, 20, 60 ó 100 m.

Si uno se contenta con las bandas de 40, 20 y 10 m, se pueden tomar las longitudes de "feeder" siguientes:

Lévy: 20, 40, 60 y 80 m.

Zeppelin: 10, 30, 50 y 70 m.

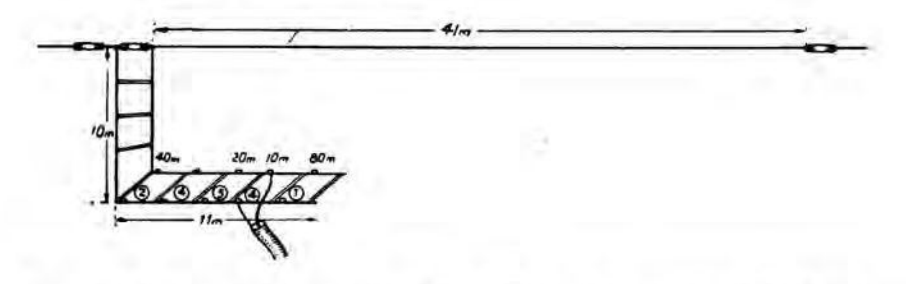


Figura 3.76. *Ataque por coaxial de 70 a 100 Ω. Las dos partes del cable (hilo interior y armadura exterior) se fijan a los puntos que están enfrentados en la línea de hilos paralelos. Hay en cada hilo dos puntos de ataque posibles para la banda de 10 m y un punto para las bandas de 80, 40 y 20 m. Distancias aproximadas de las tomas al codo de la izquierda: toma de 80 m (1) a 10,50 m; toma de 40 m (2) a 0,25 m; toma de 20 m (3) a 5,60 m; primera toma de 10 m (4) a 7,90 m; segunda toma de 10 m (4) a 2,80 m.*

Sólo hay que ver en estos tipos de antenas un nuevo modo de alimentación. El mismo ramal radiante, correctamente alimentado por cualquier otro sistema, daría los mismos resultados. Es, sin embargo, una solución muy elegante del problema, tan delicado, de la antena multibanda. Su realización práctica está indicada en la Figura 3.76.

Para el funcionamiento en 21 MHz se adoptarán las longitudes de antena dadas en la lista precedente.

Nota. – Los defectos señalados en relación con la antena Zeppelin subsisten, cualquiera que sea el modo de ataque del "feeder".

Algunas antenas originales

La Figura 3.77 representa una antena "folded" para la banda de 7 MHz y que puede funcionar en 3,5 MHz.

En el centro de una antena "folded" la impedancia es de 300 Ω. Si se intercala entre este punto y el "feeder" una semionda de impedancia característica cualquiera, la impedancia en el extremo inferior de la semionda será exactamente la misma de arriba, puesto que la semionda repite en su extremo su impedancia de entrada.

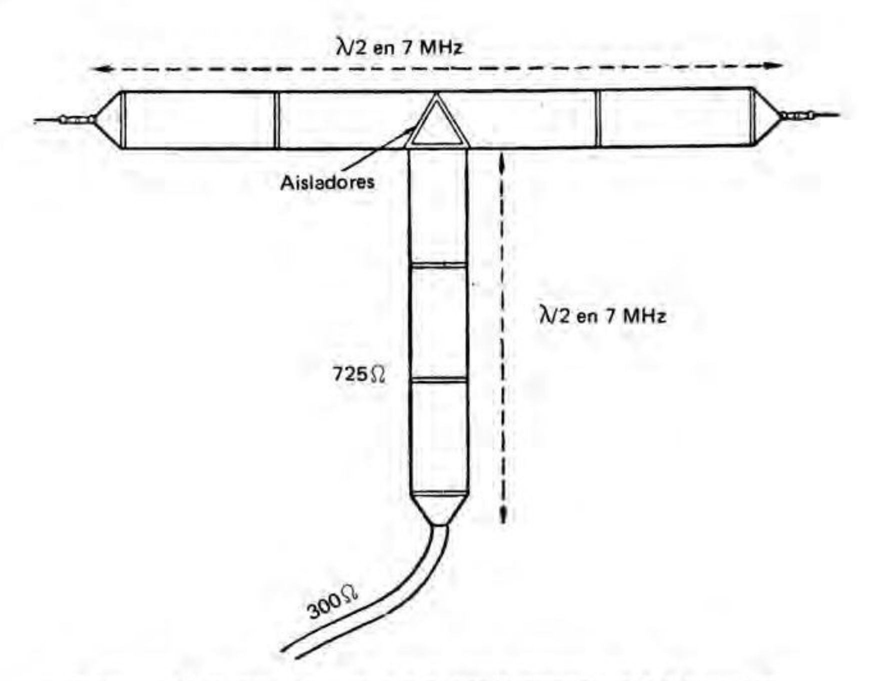


Figura 3.77. *Antena plegada que puede funcionar en 3, 5 y 7 MHz.*

En 3,5 MHz, la parte horizontal de la antena es solamente de un cuarto de onda. La semionda situada en el centro se convierte en un cuarto de onda en 3,5 MHz y transforma la impedancia de 3.500 Ω en una impedancia igual a $Z_c^2/3.500$, siendo Z_c la impedancia característica de la semionda. Si se quiere que esta impedancia sea de 300 Ω, Z_c tendrá que ser igual a

$$\sqrt{3.500 \times 300} = 1{,}000\ \Omega \text{ aprox.}$$

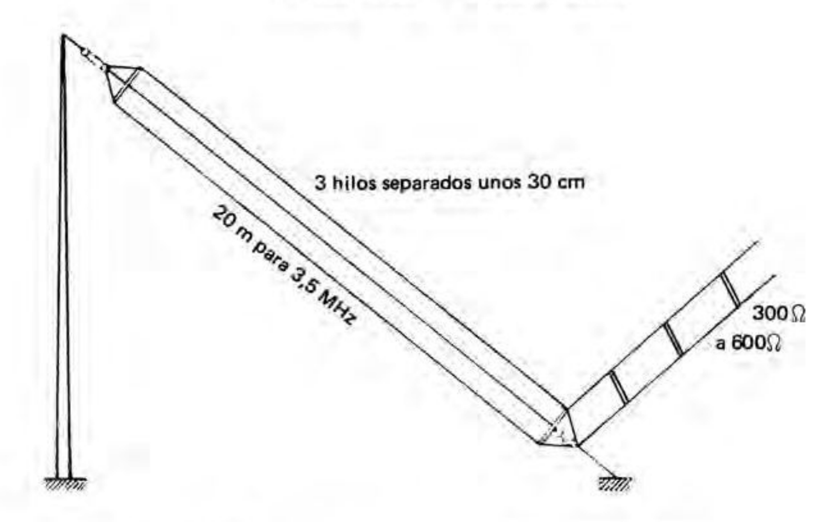


Figura 3.78. *Cuarto de onda plegado con base en tierra.*

Esta línea es difícilmente realizable: harían falta dos hilos de 1 mm de diámetro separados un metro.

También, mediante un R.O.S. de 2, podrá uno contentarse con

$$Zc = \sqrt{3{,}500 \times 150} = 725\ \Omega$$

dos hilos de 1 mm separados 20 cm.

La antena de la Figura 3.78 es de un cuarto de onda, de varios hilos, inclinada hacia el suelo. La alimentación se hace en la base por una línea de 300 a 600 Ω.

Una antena para 7 MHz, de alta ganancia

Como se verá, esta antena está constituida por un dipolo tendido a poca altura, asociado a una red de reflectores de 0,05 λ bajo el mismo, al nivel del suelo. La Figura 3.79 muestra el despliegue del aéreo, constituido por una longitud de 19,75 m de cinta de 300 Ω "twin lead" cuyos dos conductores están cortocir-

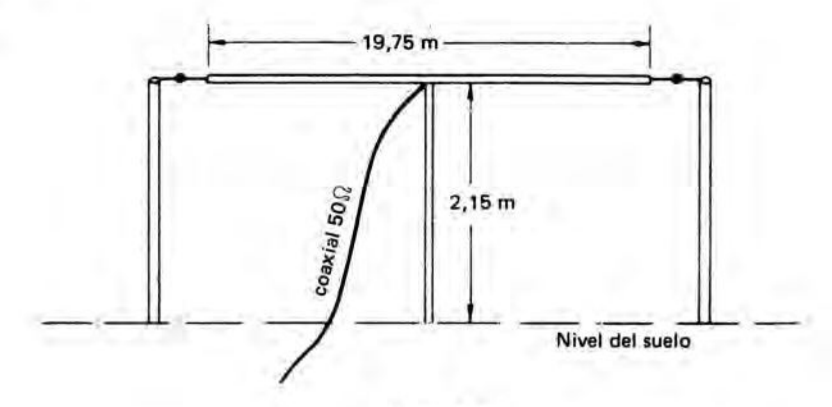


Figura 3.79.

cuitados en los extremos y cuya alimentación se efectúa en el centro de uno de los ramales por un cable coaxial de 75 ó 50 Ω, con una adaptación muy satisfactoria. La ganancia es de aproximadamente 7 dB, pero esta ventaja se duplica por una atenuación de 15 dB de las señales perturbadoras especialmente virulentas en esta banda, que llegan con un ángulo muy bajo sobre el horizonte. Teniendo en cuenta las condiciones de propagación que existen cada día según la hora del día o de la noche, se observan los mejores resultados, de día para enlaces de hasta 400 km y de noche hasta 1.500 a 2.000 km. Dos estaciones equipadas con tales antenas, en las que se observará que el ángulo de radiación sobre el horizonte es, por definición, elevado, registrarán en un enlace una ganancia de 14 dB y una atenuación de las perturbaciones de 15 dB, o sea una mejora de la relación señal-ruido de 29 dB respecto al mismo enlace realizado con dipolos convencionales. En la práctica, el aéreo, aislado en sus dos extremos, está tendido horizontalmente sólo a 2,15 m del suelo. Está sostenido en su centro, para evitar toda flexión, por un pequeño mástil de madera o por un tubo de PVC de 2,15 m de largo, de modo que conserve una perfecta horizontalidad. En la vertical del dipolo y paralelo al mismo se dispondrá un primer reflector de 22,10 m tendido en el suelo. Paralelamente a éste y a uno y otro lado, como se muestra en la Figura 3.80, se tenderán convenientemente dos reflectores suplementarios a 1,80 m

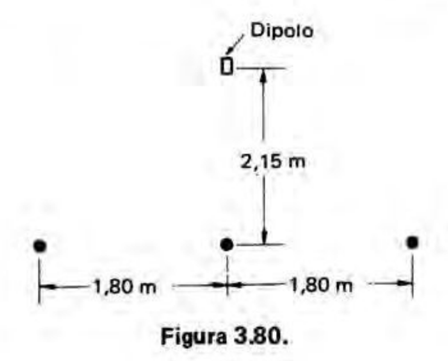


Figura 3.80.

del primero, tensados de modo conveniente por clavijas metálicas o aislantes. Se tiene, de hecho, una antena direccional que ocupa poco espacio y cuyo haz, que forma un ángulo de unos 120°, es dirigido hacia el cielo, lo cual explica a la vez sus cualidades excepcionales con referencia al QRM y... sus límites. Pero es, por este hecho, particularmente selectiva en lo que concierne a las señales que llegan con un ángulo pequeño sobre el horizonte.

La justificación del plano reflector se impone por tres razones esenciales: adaptación, eficacia y reproductibilidad de los resultados, cualquiera que sea la calidad del suelo.

Una antena de este tipo, alimentada a través de 35 m de cable y después de la verificación de la correcta resonancia del dipolo solo (cómoda, a causa de la pequeña altura), ha hecho resaltar los siguientes TOS:

6.950 kHz: 1,9/1
7.000 kHz: 1,3/1
7.050 kHz: 1,5/1
7.100 kHz: 1,5/1
7.150 kHz: 2/1

que se han juzgado totalmente aceptables (antena centrada en 7,05 MHz). ¡He aquí un buen tema de observaciones para los que dispongan de un poco de tiempo y de mucho espacio!

La antena multibanda G5RV

Este aéreo, que se puede encuadrar en la categoría de las antenas acortadas, al menos para la banda de 3,5 MHz, ofrece la ventaja de un compromiso satisfactorio para el conjunto de las bandas decamétricas autorizadas para el uso de los radioaficionados. Esta es una ventaja buscada con frecuencia, bien por razones de simplicidad, o bien por falta de sitio.

Como no lleva ni perlas de ferrita ni trampillas resonantes, su longitud física y eléctrica permanece constante, y la razón de su longitud a la longitud de onda de trabajo aumenta al crecer la frecuencia de utilización. Esta disposición no deja de acarrear ciertas ventajas que se reconocen a las antenas de "hilo largo", es decir, de una longitud de onda entera o mayor. Por lo demás, los lóbulos principales del diagrama de radiación tienden a bajar hacia el horizonte a medida que aumenta la frecuencia. En consecuencia, a partir de 7 MHz, la mayor parte de la energía, radiada en el plano vertical, toma un ángulo conveniente, más apropiado al tráfico a gran distancia. Finalmente, el diagrama horizontal se aproxima al de una antena de "hilo largo" para las bandas de las frecuencias más elevadas.

El aéreo está constituido esencialmente por un hilo de 31,10 m, cortado en dos partes iguales por un aislador rigurosamente central, del tipo "huevo", recibiendo en una y otra parte un ramal de línea de hilos paralelos de la que habla-

remos y que, si está al aire, mide 10,35 m. Esta puede entonces prolongarse por una longitud, bien de cable coaxial (72 ó 50 Ω), o bien de línea de hilos paralelos ("twin-lead") de 75 Ω, que puede llegar hasta 30 metros. Si se utiliza como línea abierta y por razones de facilidad, en el centro del dipolo, cinta plana de 300 Ω, la única precaución a observar consiste en tener en cuenta el coeficiente de velocidad de este tipo de cable, que está generalmente comprendido entre 0,70 y 0,85, según la calidad. Nosotros, por nuestra parte, preferimos una línea constituida por dos hilos esmaltados de 16/10 mm, estirados y mantenidos separados regularmente por barretas de plexiglás o de cualquier materia plástica de algunos milímetros de espesor y de 4 cm de longitud, horadadas con dos agujeros de 2 mm distantes 30 mm de eje a eje. Una ligadura de hilo fino mantiene estas barretas de separación a una distancia de 20 cm unas de otras sin problemas y da una buena forma al conjunto (Fig. 3.81).

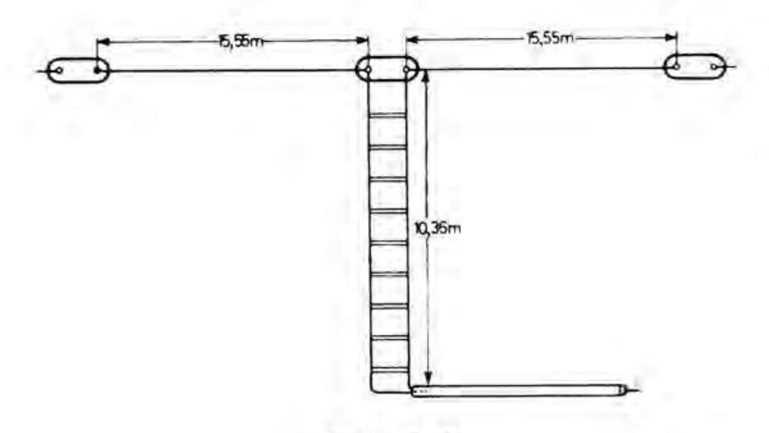


Figura 3.81.

Veamos ahora cómo se explica el funcionamiento multibanda. En 3,5 MHz, hay que considerar que una parte de la línea de hilos paralelos sirve para prolongar el dipolo hasta la semionda. Dicho de otro modo, la mitad aproximadamente de esta línea, situada en la parte superior, constituye el centro de un dipolo de λ/2 plegado. El resto de la línea, situado en la parte inferior, pertenece al sistema de alimentación, de un modo más o menos ortodoxo, lo cual no perturba demasiado la adaptación a 75 Ω. Además, el circuito final del emisor minimiza sus efectos en la práctica. Se encuentra uno, pues, en presencia de un funcionamiento en semionda (la Figura 3.83 muestra los puntos de partida del dipolo). En 7 MHz, estamos en presencia de dos semiondas en fase, de las que una parte plegada en 5 metros aproximadamente, constituye la parte superior del "stub", a partir del aislador central. Si bien aquí, igualmente, la línea de alimentación de 75 Ω no encuentra muy exactamente una entrada rigurosa, el acoplamiento se efectúa de modo conveniente y el funcionamiento es satisfactorio.

Con la banda de 14 MHz encontramos una adaptación muy precisa. En efecto, la parte horizontal representa una antena de tres semiondas y, por tanto, de impedancia muy próxima a 75 Ω. Como el "stub" mide muy exactamente una semionda, reproduce la misma impedancia en sus dos extremos y la adaptación no está lejos de la perfección en la medida en que la antena esté tendida a más de una semionda de altura sobre el suelo.

En 21 MHz, encontramos, o bien un régimen próximo a dos ondas enteras en fase (si bien la parte rectilínea sea algo demasiado larga), o bien un funcionamiento en cinco medias ondas, al modo de la banda de 14 MHz, pero a condición

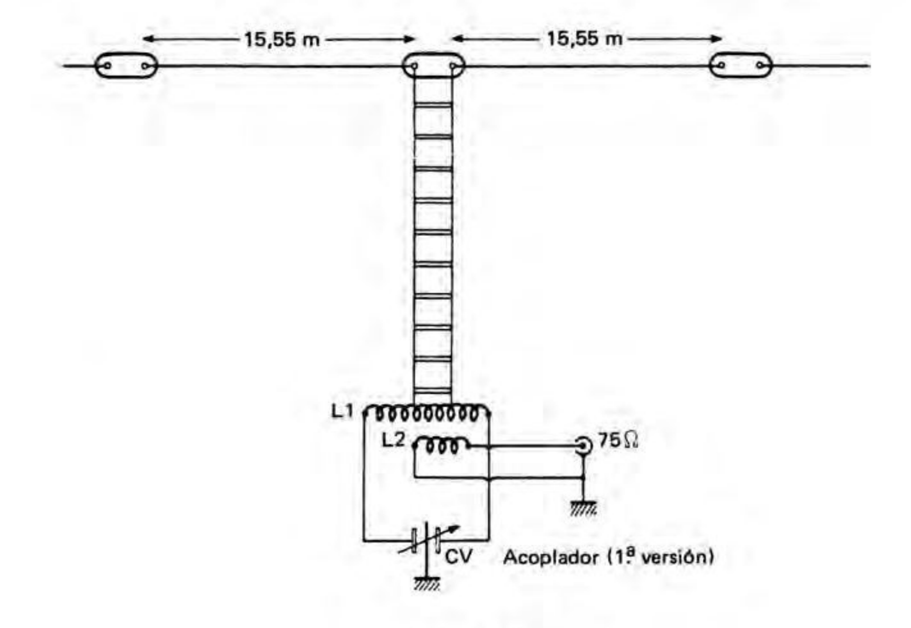


Figura 3.82.

de admitir que la media onda central toma unos dos metros de la longitud del "stub". No siendo la parte restante ni un cuarto de onda ni completamente una semionda pero aproximándose a ella, se puede encontrar en esta banda una adaptación muy aceptable.

Finalmente, en 28 MHz, son seis semiondas en fase, alimentadas en el extremo por una línea que lleva una longitud de una onda entera que reproduce, en consecuencia, la impedancia central (120 Ω) en su extremo inferior. La desadaptación es flagrante puesto que el coeficiente de ondas estacionarias teórico será:

$$K = \frac{120}{75} = 1{,}6/1$$

pero las pérdidas respecto a una adaptación rigurosa sólo aumentarán ligeramente. En efecto, si aplicamos la fórmula

$$\frac{1 + K^2}{2\,K}$$

resulta: $\frac{3{,}56}{3{,}2} = 1{,}1.$

En otras palabras, las pérdidas teóricas sólo aumentarán un 10% respecto a una adaptación ideal.

Pero querríamos decir algo más a los que disponen de muy poco sitio y sugerirles dos soluciones muy interesantes si no disponen de los 32 metros mínimos requeridos para desplegar completamente el hilo necesario.

1) A condición de tender la parte horizontal suficientemente alta (el mínimo es de 10 a 12 metros), se pueden dejar colgando más o menos verticalmente tres metros en cada extremo, lo que reduce a 26 metros el sitio mínimo disponible.

2) Si ello no es suficiente, proponemos 16 metros disponibles para un aéreo de longitud mitad mínima, o sean 15,54 m (2 × 7,77 m) y un "stub" de 5,18 m.

Con esta disposición acortada hallaremos (inútil detallarlo) un funcionamiento de dipolo de media onda en 7 MHz (caso de los 3,5 MHz precedentes) y un funcionamiento de dos semiondas en fase en 14 MHz (véanse los 7 MHz anteriores). En cambio, en 21 MHz, será el conjunto antena + "stub" el que radiará en doble onda en fase presentando en el centro una impedancia de 90 Ω y, por consiguiente, una adaptación conveniente.

Es, por fin, en los 28 MHz, en los que se vuelve a hallar el caso de los 14 MHz de la antena larga, donde la situación es la más favorable. En efecto, tenemos exactamente tres semiondas de extremo a extremo, y la del medio está alimentada en su centro por una línea de media onda a cuyo extremo llega un cable de 75 Ω que se adapta perfectamente.

En cuanto a la banda de 3,5 MHz, paradójicamente se puede esperar utilizarla también. Para ello es necesario y suficiente reunir los dos conductores del cable, alma y armadura, y conectarlos a la salida del filtro en π, sin olvidarse de prever una buena toma de tierra. El conjunto funciona entonces de modo pasable como antena Marconi, lo cual, sin ser ideal, constituye una solución de fortuna.

Cualquiera que sea la longitud utilizada, la línea de hilos paralelos puede plegarse más cómodamente si se precisa. La fórmula consistente en un "stub" de longitud crítica asociado a un cable coaxial de cualquier longitud constituye un buen compromiso en todas las bandas y presenta la ventaja de una gran sencillez de realización. Su funcionamiento está garantizado.

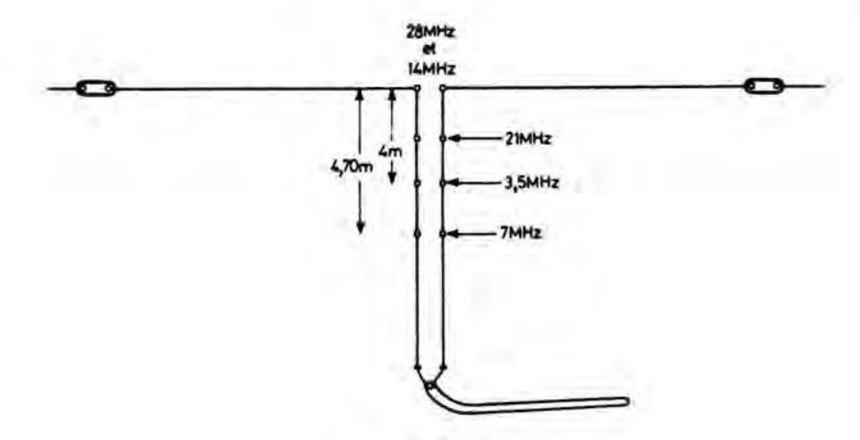


Figura 3.83.

Para obtener una adaptación más rigurosa se recomienda, sin embargo, el empleo de un acoplador de antena. La antena propiamente dicha queda igual, pero la línea de hilos paralelos, si conserva las mismas características que anteriormente, puede ser de cualquier longitud o, de preferencia, tener un número de cuartos de onda referidos a la banda de 14 MHz, o sea 10,36 m, 15,54 m, 20,72 m ó 25,90 m.

La disposición práctica, comprendido el acoplador, está representada en las Figuras 3.82 y 84. Permite la sintonización por condensador en paralelo sobre la bobina L_1 a la cual llega la línea por dos tomas ajustables.

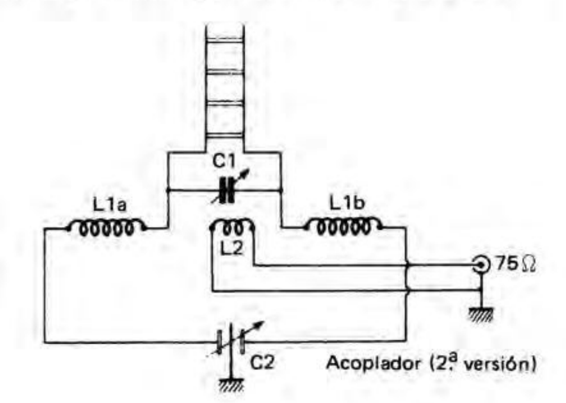


Figura 3.84.

En las dos proposiciones anteriores, C_2 es un condensador del tipo de emisión, de doble estator, de 200 + 200 pF, de grandes interláminas, en relación con la potencia puesta en juego. Lo mismo se diga del condensador C_V.

En cuanto al condensador de acoplamiento C_1, es un condensador de recepción de tres elementos conectados en paralelo. Si es necesario, se le pueden añadir condensadores de mica de buen aislamiento.

Banda (MHz)	L_1 (espiras)	Separación entre espiras (mm)	Diámetro del hilo (mm)	Diámetro de las bobinas (L_1 y L_2) (mm)	L_2 (espiras)
3,5	34	juntas	20/10	64	4 à 5
7	18	juntas	29/10	64	3
14	10	2,5	30/10	58	2
21	8	6	35/10	44	1

La bobina L_1 (o $L_{1a} + L_{1b}$), así como la bobina de acoplamiento L_2, están realizadas según la Tabla precedente para las distintas bandas.

El reglaje final sólo puede ser satisfactorio si se apoya en las indicaciones de un puente medidor de ondas estacionarias (un TOS-metro) apropiado, insertado en el cable coaxial a la entrada del acoplador de antena. Es, por supuesto, actuando a la vez sobre la sintonización del acoplador y sobre las tomas de la antena como se llegará al mínimo de corriente reflejada. En el uso se comprobará que es interesante que la bobina L_2 sea orientable, o mejor, de acoplamiento variable con L_1.

Antenas de cuarto de onda

Estas antenas serán muy valiosas donde falte espacio para instalar una antena de media onda. Colocadas verticalmente cerca del suelo, se ven por reflexión en el suelo, supuesto muy conductor, iguales a una de media onda. La Figura 3.85 da los sistemas posibles de alimentación de la antena de cuarto de onda. La antena "ground-plane" no es más que una antena de cuarto de onda sobre un suelo artificial.

Un contrapeso, realizado por conductores enterrados, aumenta la conductibilidad de un mal suelo.

Esta antena tiene una resistencia de radiación igual a la mitad de la de una de media onda, o sea entre 30 y 36 Ω según el grueso de los conductores de que esté hecha. Se podrá alimentarla por acoplamiento a un circuito resonante en serie o con transformadores de cuarto de onda.

Son aplicables los sistemas de adaptación de impedancias citados.

Un coaxial de 50 Ω alimentaría la antena con un R.O.S. despreciable.

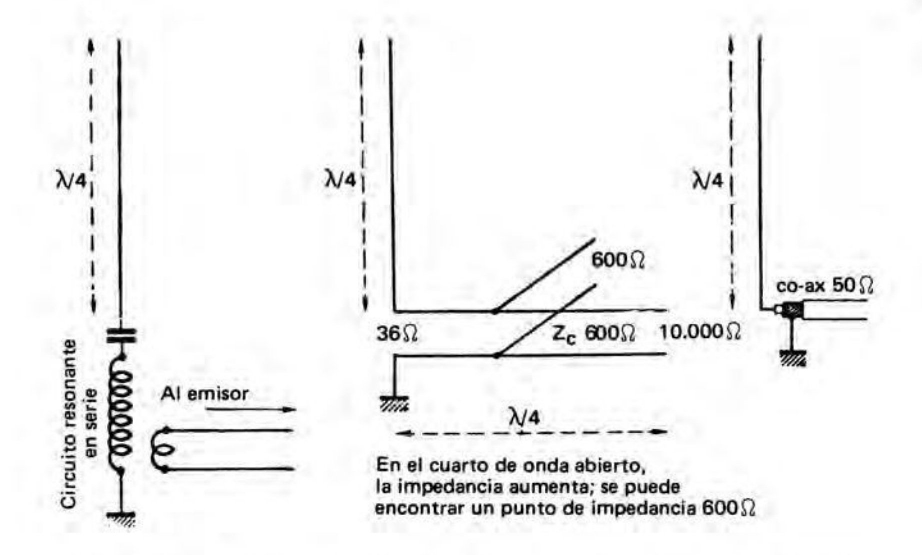


Figura 3.85. *Sistemas que permiten alimentar una antena de 1/4 de onda.*

La antena "Bobtail"

Este aéreo tiene cierto éxito desde hace algunos años en especial para los que se interesan en las bandas de frecuencias más bajas, pero es una cuestión de dimensiones y puede funcionar perfectamente en todas las frecuencias sin tener que montarlo excesivamente por encima del suelo. Así, para la banda de 7 MHz, un despegue de 12 m es óptimo. El muy pequeño ángulo de salida de la radiación hace a esta antena ideal para su uso en las comunicaciones de larga distancia. Realizada totalmente de hilo de 15/10 mm, se presenta como se ve en la Figura 3.86. Se observa que esta antena necesita un sitio bastante considerable porque la parte más larga, dispuesta horizontalmente, corresponde a una longitud de onda. Está completada por tres secciones de un cuarto de onda, colgantes en

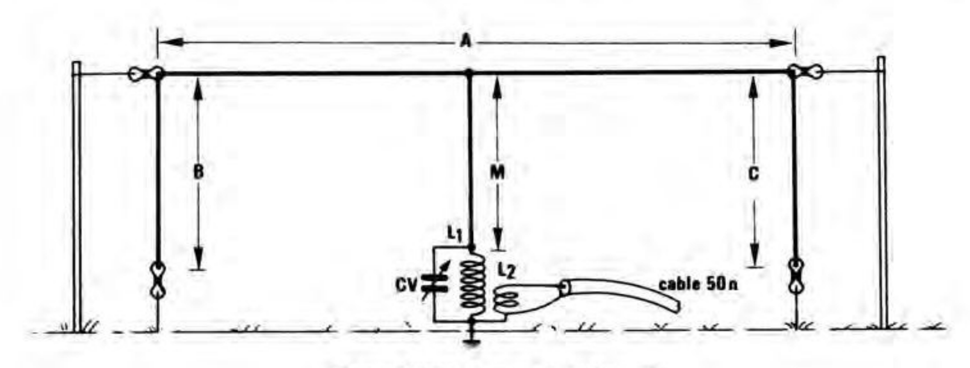


Figura 3.86. *Antena "Bobtail".*

el centro y en los dos extremos. Por efectuarse la alimentación en el centro, o sea en un punto de elevada impedancia, la adaptación se efectúa por un transformador de HF que lleva en el secundario un circuito sintonizado en la frecuencia de trabajo.

Los tres hilos verticales paralelos radian prácticamente toda la energía aplicada, en tanto que la parte horizontal es totalmente neutra. La polarización es, pues, vertical y la antena es bidireccional con una ganancia estimada en un punto S, lo que ya es muy notable e interesante. La Tabla que sigue presenta las dimensiones y valores a adoptar para las distintas bandas:

MHz (banda)	A (metros)	B = C (metros)	M (metros)	CVmáx. (pF)	L_1 (vueltas)	L_2 (vueltas)	Diámetro (mm)
3,6	81,70	20,12	16,46 à 20,12	200	35	8	50
7,05	41,40	10,25	9,15 à 11	100	18	6	–
14,1	20,80	5,03	4,62 à 5,10	75	10	4	–
21	13,80	3,40	3,28 à 3,42	50	7	3	–
28,5	10,22	2,52	2,38 à 2,52	50	4 - 5	2	–

L_1 está realizada de hilo desnudo de 12 a 15/10 mm sobre un diámetro de 50 mm con un espaciamiento igual al del hilo. L_2 está aplicada a fondo en L_1.

Realización práctica de una antena "ground-plane" monobanda (14 ó 21 MHz)

Nosotros hemos realizado como confirmación, pues su técnica es conocida, una antena vertical monobanda, sucesivamente para la banda de 21 MHz y para la banda de 14 MHz, que son de dimensiones casi idénticas.

La antena comprende tres elementos:

- una fusta de cuarto de onda (3,50 m ó 5,20 m);
- mástil de 5 m, de preferencia de dural de 30 mm;
- cuatro radianes (3,50 m ó 5,20 m) que están ensamblados,

como se muestra en la Figura 3.87, sobre una placa de 250 × 150 × 12 mm de plástico duro llamado "lucoflex" fijado sólidamente al extremo superior del mástil por dos collarines convenientemente bloqueados. En la base de la placa y aislado del mástil, un angular de aluminio está fijado con dos tornillos por una de sus caras, mientras que la otra tiene un orificio de 4 mm en cada extremo y recibe, a 5 cm de un extremo, un zócalo SO 239 al cual llegará el cable de alimentación. Cada orificio está destinado a recibir un perno con tuerca y arandela Grower, fijando sólidamente en su sitio un grueso manguito para soldar del que saldrán dos radianes previamente cortados a la longitud deseada. La fusta

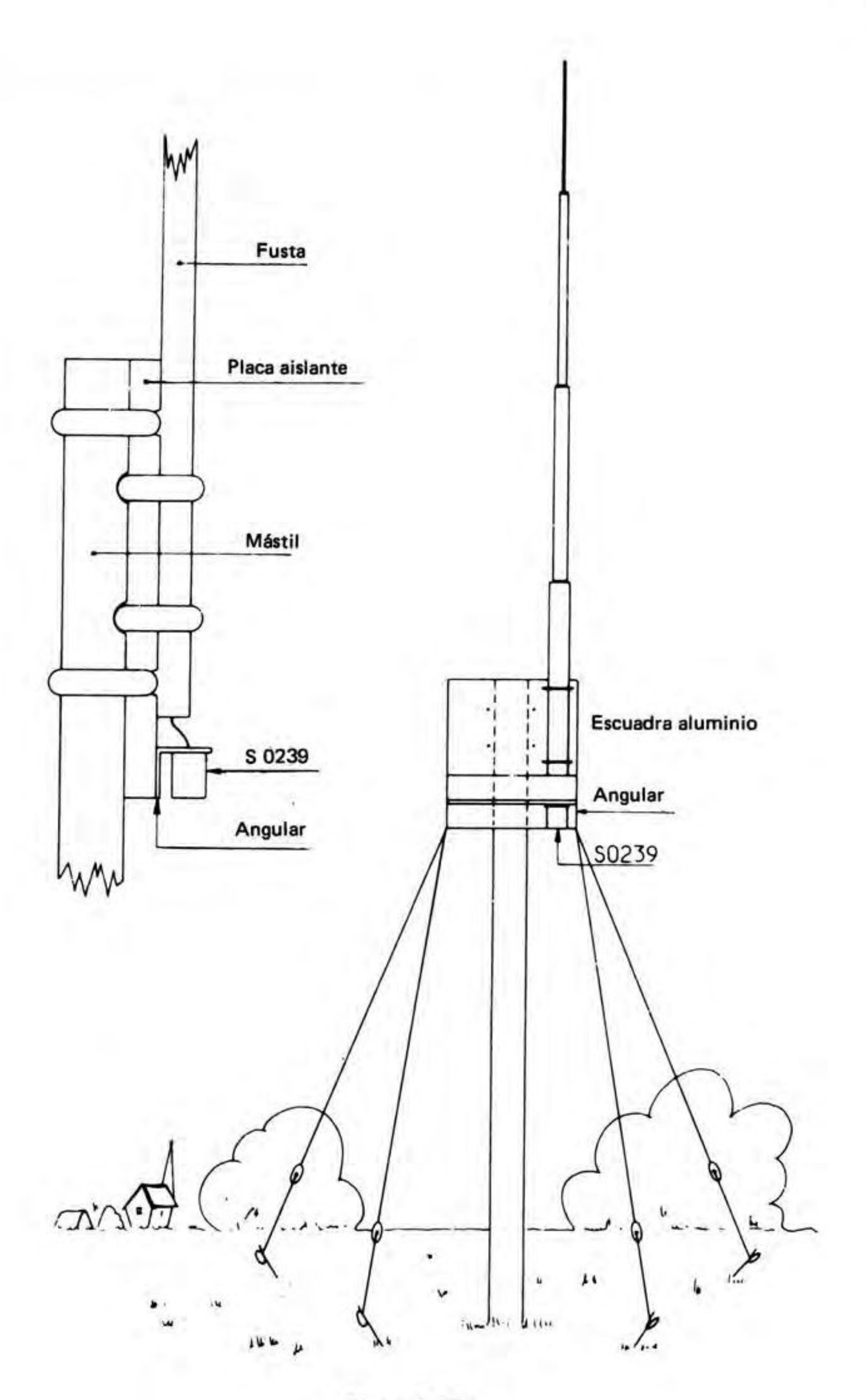

Fusta
Placa aislante
Mástil
S 0239
Angular
Escuadra aluminio
Angular
S0239

Figura 3.87.

será puesta en su sitio del mismo lado y justamente encima del zócalo SO 239 que empalma con él. Ahí se utilizan también dos collarines en U para mantenerlo firmemente en su sitio. Después de esto y levantado el conjunto, convendrá aislar el extremo libre de cada radián y tensarlo como se haría con un tirante o viento. Cada aislador (polea o huevo de loza barnizada) será completado por un trozo de alambre de acero apropiado para permitir fijarlo al suelo en un punto determinado, es decir, a 5 m del pie del mástil. Una vez hincados los piquetes a distancia correcta, repartidos regularmente en torno al centro, sólo queda tensar cada radián-viento para estabilizar firmemente el aéreo.

Las dimensiones de la fusta y de los radianes son evidentemente críticas y conviene calcularlas y ajustarlas cuidadosamente. Para ello hemos partido de la fórmula L = 71,5/F, en la que L es la longitud de la fusta de cuarto de onda y F (MHz), la frecuencia de trabajo o, más exactamente, el centro de la banda de frecuencias que se desea explotar.

Habiendo elegido 21,20 y 14,15 MHz, hallamos para la fusta de 21 MHz una longitud de 71,5/21,2 = 3,37 m, y para la de la banda de 14 MHz, 71,5/14,15 = 5,06 m.

Habríamos podido realizar esta parte con tubo industrial de cobre o de aluminio, pero hemos preferido utilizar fustas telescópicas de procedencia de excedentes cuya longitud es insuficiente (las que tenemos sólo miden, completamente desplegadas, 3,90 m), pero cuyo interés reside en la puesta a punto muy precisa, pues se puede ajustar al milímetro la longitud de la antena. Además, estas fustas tienen en la base un diámetro de 18 mm, que es muy favorable en la banda pasante que hemos podido así obtener (R.O.S. mínimo = 1,1/1 – en extremo de banda = 1,4/1). Para alcanzar la longitud requerida en 14 MHz, hemos añadido una sección suplementaria de tubo de aluminio de 18 mm de diámetro interior, ranurado en unos 10 cm en un extremo, lo cual permite asegurar un apriete enérgico y un contacto franco, utilizando un simple collarín de agua. La longitud de esta parte es tal, que la fusta así constituida mide unos 10 a 15 cm de más antes del reglaje; se regulará la última sección en consecuencia para obtener la longitud buscada. Todo ello es, pues, muy sencillo. Los radianes se ajustarán en 1,025 de la longitud del dipolo de cuarto de onda, o sea respectivamente 3,45 m y 5,18 m, fijados por parejas al angular soporte, provistos de un aislador terminal y, finalmente, tensados para desempeñar cada uno al mismo tiempo el papel de un viento desde un punto del suelo situado a 5 m del pie del mástil. Así formarán un ángulo de unos 135° con la fusta, lo que permite elevar la impedancia en la base de la fusta y adaptar, sin notable desintonización, un cable de 50 Ω o bien de 75 Ω según lo indique el uso del medidor de impedancia. Una antena tan sencilla no necesita excesivo desarrollo.

"Ground-plane" VHF-UHF

En una época en que las antenas multielementos están cada vez más elaboradas con objeto de obtener ganancia y directividad máximas, existe a veces el deseo de volver atrás y la necesidad de emitir y recibir en todas las direcciones.

Por ello y a fin de responder a estos deseos expresados con frecuencia, hemos tomado de nuevo el principio de la antena "ground-plane" realizada con medios a disposición, es decir, un zócalo SO 239 de recuperación y algunos trozos de hilo esmaltado de bastante sección (25/10 mm).

El zócalo se monta boca abajo para recibir en el conductor central el radiador, cortado en cuarto de onda, y en cada uno de los cuatro orificios de fijación, un radián sólidamente soldado, como se muestra en la Figura 3.88.

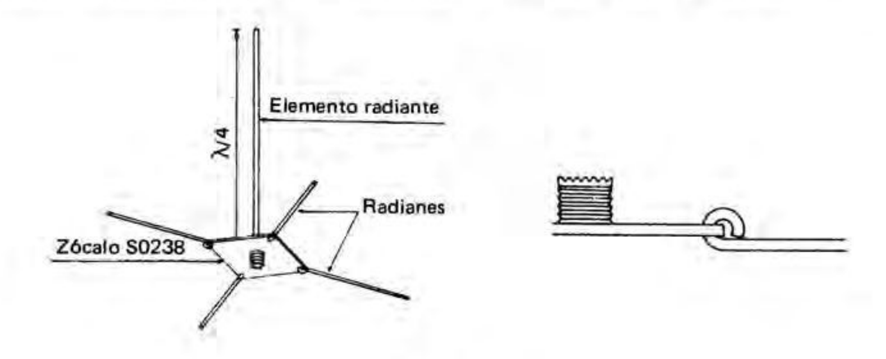


Figura 3.88.

Las dimensiones son, evidentemente, función de la frecuencia de trabajo y especialmente críticas en lo que concierne al radiador. Según que se desee realizar una antena destinada a la banda de 145 MHz o a la banda de 432 MHz, se empezará por reunir 5 ramales del hilo arriba mencionado, de 55 cm o de unos 20 cm de largo; se desnudará cuidadosamente uno de los extremos de cada hilo; después, mediante unas pinzas de puntas redondas, se doblará en ángulo recto la parte desnuda para hacerla penetrar en uno de los orificios del zócalo. Se forzará entonces el pliegue hasta que el radián se sostenga solo en la base del zócalo, que habrá sido pulida y decapada. Mediante un hierro de gran reserva térmica se soldará entonces sólidamente cada radián de modo que finalmente estén separados 90° unos de otros. Se introducirá el radiador en la parte de la lengüeta para soldar y se soldará en el sitio de modo conveniente. Sólo restará cortar los elementos a la longitud deseada. Así, para 145 MHz, el radiador mide exactamente 482 mm de la base al extremo, y cada radián queda acortado hasta 520 mm, contados desde la base.

La misma realización para 432 MHz se presenta con 158 mm para el radiador y 166 mm los radianes, todo medido a partir de la base.

Sólo queda entonces acodar cada radián hacia abajo de modo que forme un ángulo de unos 120° con el radiador, quedando los radianes sucesivos sensiblemente perpendiculares entre sí. Esta última operación permite aumentar sensiblemente la impedancia en la base, que se acomoda entonces muy bien con un cable de 50 Ω del tipo RG8U o similar, pues el T.O.S. es extremadamente favo-

rable y de todos modos inferior a 2:1. La colocación en sitio se efectuará en el extremo superior de un mástil con ayuda de una escuadra de fijación, y el cable de alimentación se conectará, naturalmente, por medio de una clavija PL 239, que se revestirá con pasta de silicona para asegurar la perfecta estanqueidad. Esta antena no presenta, por supuesto, ninguna ganancia respecto a un dipolo pero, en cambio, es absolutamente omnidireccional, lo que, en ciertos casos, puede ser el objetivo perseguido. Además es de gran sencillez y de comportamiento mecánico perfecto.

La antena GPA5

Es una versión comercial de la antena "ground-plane" precedente, cuya fusta está cortada por unas trampillas adecuadamente dispuestas y dimensionadas.

La GPA5 es una antena prevista para funcionar en las cinco bandas de aficionado; utiliza, conectados a un coaxial único, una parte vertical sintonizada en 3,7, 14,2, 21,2 y 28,5 MHz y un doblete horizontal acortado, sintonizado en 7,05 MHz. Están previstos radianes para equilibrar la parte vertical.

En la parte vertical (Fig. 3.89), una primera trampilla sintonizada en 28,5 MHz aísla unos 2,5 m de antena de 10 m; se tiene, pues, en esta banda una "ground-plane" clásica con las características de esta clase de antena: radiación omnidi-

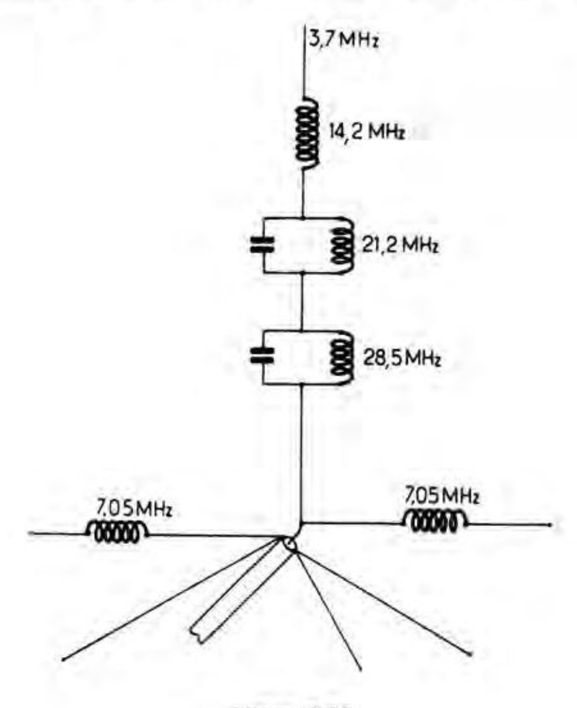


Figura 3.89.

reccional y pequeño ángulo de salida que favorece el DX. Una segunda trampilla sintonizada en 21,2 MHz permite el tráfico en 15 m, y entonces la trampilla de 28,5 MHz se comporta como una self y la antena funciona en vertical ligeramente acortada por una bobina como en las antenas móviles, resultando un rendimiento ligeramente inferior al de una "ground-plane" no acortada. Una bobina de detención permite el tráfico en 14 MHz, comportándose las dos trampillas de 21,2 y 28,5 MHz como bobinas, y se tiene de nuevo una vertical acortada. Esta bobina es tal, que, con la fusta que la prolonga, el conjunto resuena en 3,7 MHz, resultando una vertical fuertemente acortada (longitud total 5,20 m), con una gran pérdida de eficacia.

En 10, 15 y 20 m la diferencia entre esta antena y una "ground-plane" no acortada es prácticamente despreciable.

En 40 m se tiene un doblete acortado, y su rendimiento se resiente de ello; se pierde una media de un punto S-metro respecto a un doblete normal.

En 80 m sólo se tienen 5,20 m de antena y no hay que esperar milagros; el rendimiento es bajo y la pérdida respecto a un doblete de 2 × 20 m es de al menos dos puntos de S-metro.

Esta antena permite, no obstante, a cualquier ciudadano traficar en las cinco bandas decamétricas con un solo coaxial y con ROS en el centro de cada banda iguales o inferiores a 1,1/1; es difícil pedir más.

La antena vertical Gotham V.80

Los que disponen de poco espacio en el plano horizontal, aquéllos a quienes enfada el problema de la multiplicidad de aéreos y los que leen las revistas americanas no pueden menos de haber sido tentados alguna vez por la idea de una antena vertical, multibanda y, no obstante, eficaz.

La antena Gotham V.80 se compone de dos tubos de aluminio que deslizan uno dentro del otro de modo que se regula su longitud en 7 m exactamente. Un collarín sirve para bloquear la unión de una vez para siempre. Este tubo ha de ser enderezado verticalmente y fijado por collarines a un soporte aislante sólidamente afianzado en tierra o en un muro, un balcón, en la arista de un tejado o incluso en lo alto de una torre. La adaptación con un cable de 52 Ω (RG8U), si no es rigurosa, puede ser considerada como muy conveniente (el T.O.S. medido no rebasa 1,7/1). Con el conjunto se suministra una bobina que se adapta a la base del ramal y al nivel del suelo, en serie con el cable. Permite, mediante tomas a determinar experimentalmente, alargar la longitud eléctrica del dipolo y obtener una vibración de cuarto de onda en las bandas de 3,5 y 7 MHz. La funda del coaxial se une, evidentemente, a tierra por una toma excelente y se fija firmemente a la masa del emisor y del receptor. Se reconoce aquí la antena Marconi y su funcionamiento es muy correcto sin ningún radián, especialmente cuando está levantada en el suelo (Fig. 3.90).

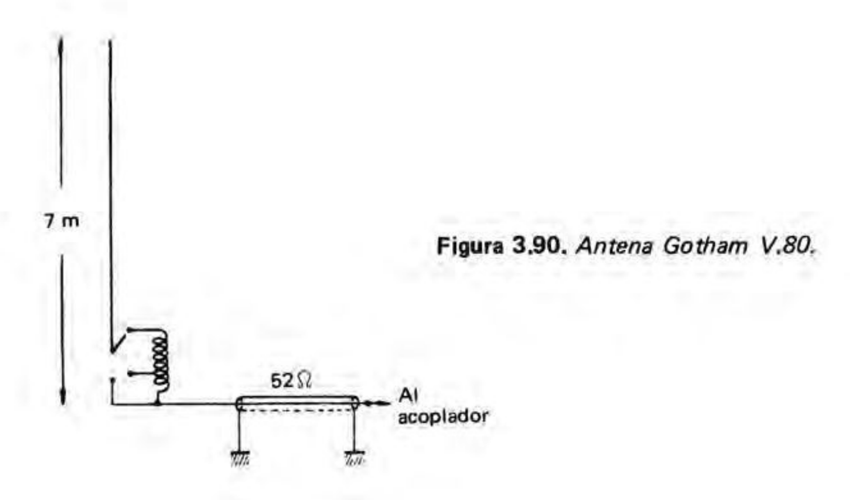


Figura 3.90. *Antena Gotham V.80.*

En 3,5 y 7 MHz y a causa del modo de vibración de la antena (λ/4), el acoplamiento del emisor es fácil pues, de hecho, uno se encuentra en presencia de un doblete clásico. En las otras bandas y en particular en 21 MHz en que el ramal representa una semionda, la impedancia en el punto de ataque es muy elevada y hay que pasar inevitablemente por un sistema acoplador apropiado, lo cual no impide que el T.O.S. a lo largo del cable salga en un valor de 1,6 a 1,7/1. Se le puede mejorar de dos maneras: bien alargando el sistema radiante con dos radianes de 1,40 m en la base, en 15 m, y un solo radián de 3 m, en 20 m, o bien conectando entre el pie de la antena y la toma de tierra un condensador, ajustable en las pruebas. Los dos procedimientos dan resultados idénticos, pero el valor de la capacidad en la base precisa ser ajustado en cada cambio de banda. Queda por encontrar una solución práctica.

No es menos cierto que esta antena, verdaderamente omnidireccional, es especialmente interesante para los OM desfavorecidos que disponen de poco sitio y, no obstante, quieren trabajar en todas las bandas.

Una versión tipo V40 permite el trabajo en 10, 15, 20 y 40 metros. La firma "Hy-gain" propone una antena similar, que va a continuación.

La antena 18 V. "Hy-gain"

Se trata esencialmente de un sistema radiante sin trampillas, pero sintonizable en la base entre 3,5 y 30 MHz por el simple desplazamiento de una toma sobre una bobina suministrada. El ramal radiante descansa sobre un aislador, y el conjunto desmontado no mide más de metro y medio, lo que hace el aéreo esencialmente transportable. La longitud total desplegada es del orden de 5,65 m por encima y a partir del aislador de base, pero queda determinada de modo inmutable por los manguitos y las perforaciones de cada elemento. Esta longitud de la fusta corresponde a una resonancia de cuarto de onda en la banda de 14 MHz

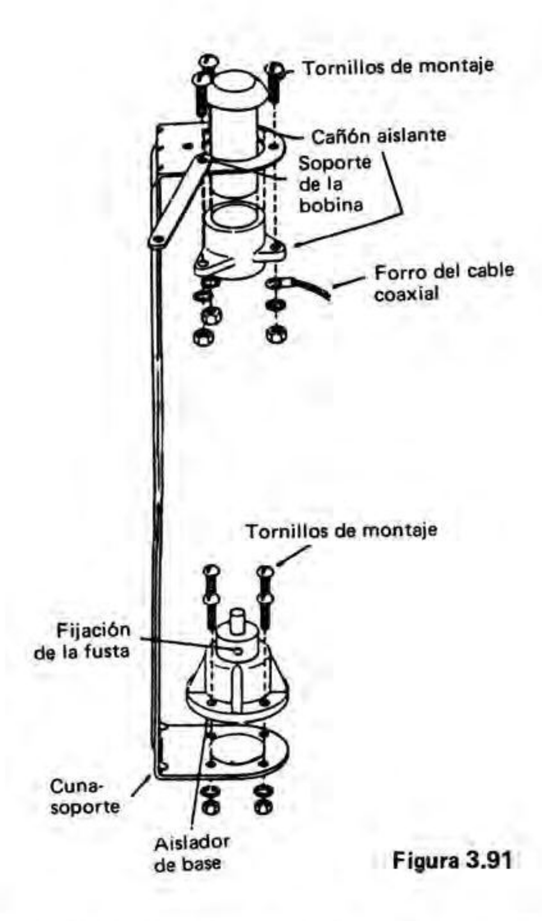


Figura 3.91

y, por ello, la bobina de la base no interviene (más adelante lo veremos). Lo mismo se diga para 21 MHz.

Para las bandas de 3,5, 7 y 28 MHz se manejan las tomas de la bobina para cortocircuitar la parte que se precise. Las Figuras detalladas que acompañan al texto permiten realizar muy fácil y rápidamente el montaje, tomándolas por orden. Así, la Figura 3.91 representa la consola que permite aislar la base de la fusta con los elementos suministrados y mantenerla vertical, con una toma de tierra de la construcción. El cañón aislante superior se fija con tres tornillos, todos a la masa, uno de los cuales recibe al mismo tiempo la funda del cable coaxial, que debe unirse en este sitio y en ningún otro. Igualmente, el aislador de base se fija por cuatro de estos tornillos idénticos, tomando la precaución de orientar con precisión el orificio lateral. Superada esta primera etapa, se ensamblan los dos tubos M_1 y M_2 por medio de un tornillo autoterrajador y se coloca M_1 en su sitio en el cañón aislante y sobre el aislador de base, lo cual da muy exactamente el resultado reproducido en la Figura 3.92. Ya sólo hay que enfilar sucesivamente M_3, M_4 y M_5 en este orden para obtener la fusta definitiva que se termina en su extremo fino con un pequeño capuchón de plástico (Fig. 3.93).

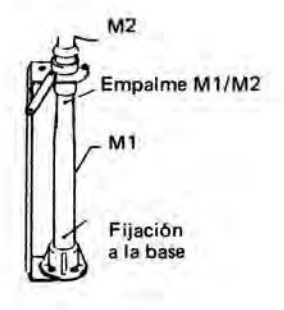


Figura 3.92.

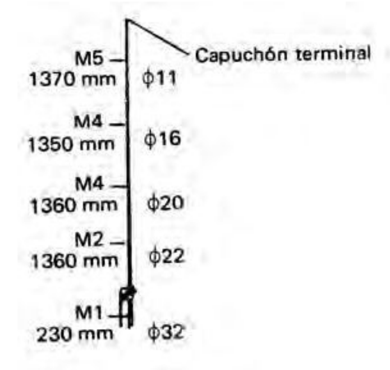


Figura 3.93.

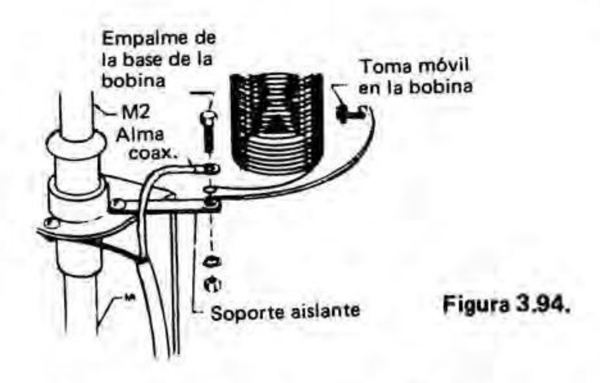


Figura 3.94.

El trabajo está ya muy avanzado. Se fijará una pequeña barreta aislante bajo uno de los tornillos para que sirva de soporte bajo la bobina de sintonización (Fig. 3.94). Ahí llegarán, al mismo tiempo, el extremo de dicha bobina, el alma del cable coaxial y la conexión de la toma que determina el cortocircuito parcial de las espiras. La bobina se dispone verticalmente y su extremo superior se une a la fusta por un collar muy firmemente apretado (Fig. 3.95). La utilización de fusta vertical supone una instalación a nivel del suelo. Para hacerla, se utiliza un trozo de tubo de agua de un metro aproximadamente de largo, que se hunde en el suelo bien verticalmente en la mitad de su longitud. La otra mitad, libre, recibe la cuna-soporte que se fija por dos collarines en U de tal modo que la parte inferior queda como muestra la Figura 3.96. Partiendo del pie de la antena se dispondrá un trozo de tubo de acero cobreado de 2,45 metros que se enterrará en una zanja de 20 cm de profundidad. Mediante un alambre grueso o una trenza metálica se unirá el extremo de este tubo a uno de los tornillos del

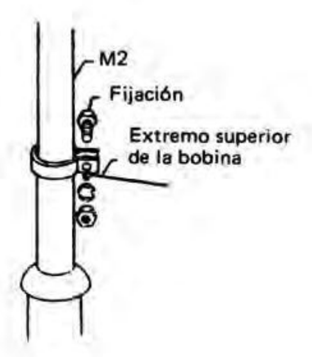


Figura 3.95.

aislador de base por una conexión lo más corta posible. Conviene observar que una antena "ground-plane" sólo vale según el estado de la toma de tierra y su calidad. Cuanto mejor sea la calidad de la unión con el suelo, más eficaz será la antena. En caso de dificultad y en especial en suelos medianamente conductores, se podrá multiplicar el número de tubos enterrados y unirlos a la masa de la antena por una conexión separada.

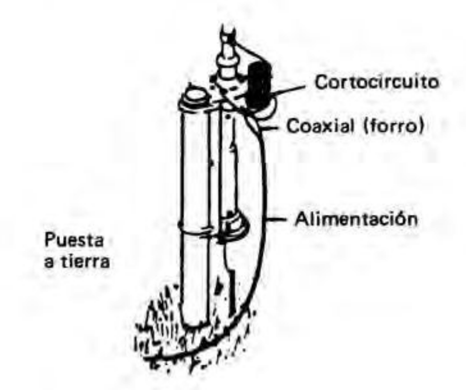


Figura 3.96.

Las tomas de la bobina que forman cortocircuito parcial de ésta han sido determinadas experimentalmente para las distintas bandas como sigue:

Bandas	28 MHz	21 MHz	14 MHz	7 MHz	3,5 MHz
Fono	2,5	0	0	9	2
CW	3	0	0	9	25,5

La bobina debe permanecer en su sitio, incluso cuando esté totalmente fuera de circuito.

El número de vueltas mencionado en la Tabla representa la parte de la bobina no cortocircuitada por el hilo que va desde la parte inferior de la bobina. La cifra 0 significa que la pinza de cortocircuito está unida al collar que establece el contacto con la fusta (M2).

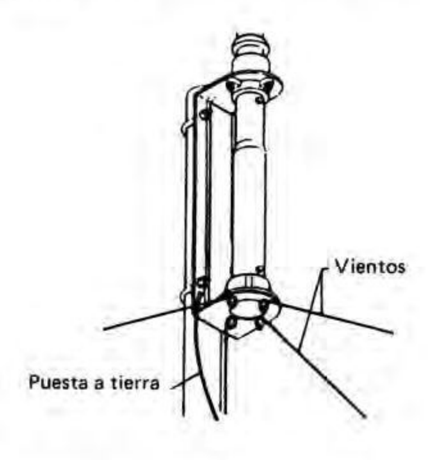


Figura 3.97.

Por último, este aéreo se puede montar sobre un mástil o en la cumbre del tejado de una casa. En este caso, hay que sustituir el efecto del plano del suelo por la colocación de un sistema de cuatro radianes aislados, de 10,06 m de longitud cada uno, fijados como indica la Figura 3.97, quedando la cuna siempre puesta a tierra por una conexión de hilo grueso y lo más corto posible. Estos vientos se disponen en cruz.

Presentando la antena en la base una resistencia de unos cuarenta ohmios, será alimentada en muy buenas condiciones por un cable coaxial de 50 Ω tipo RG8U. Es importante no cambiar nada en la disposición propuesta, que da los mejores resultados. Sólo se modificarán las tomas en más o en menos en caso necesario hasta obtener el mejor porcentaje de ondas estacionarias. En efecto, estos valores son relativamente dependientes del entorno, de la calidad del suelo y del montaje; sólo cubren la utilización de la antena en el suelo y no se aplican a la antena en el tejado. Como ya hemos dicho, la 18 V puede ser instalada muy separada del suelo en las condiciones arriba enumeradas y en la medida en que el montaje por etapas sucesivas esté conforme en todos los puntos con la descripción que acabamos de hacer. Una precisión importante: se cuidará de que ninguno de los vientos se ponga en contacto con la bobina o la antena, pues ello podría dañar al emisor.

Instalación de las antenas verticales

Las antenas verticales destinadas a las bandas de frecuencias de aficionados son casi todas del tipo Marconi, es decir, del tipo de resonancia en cuarto de onda. Tales antenas deben funcionar con una buena toma de tierra o con un buen sistema de contrapeso, para constituir el otro cuarto de onda destinado a completar la antena dipolo. Cuando la antena corresponde a un cuarto de longitud de onda, la impedancia del punto Z es de unos 40 Ω. Conectando en este punto una línea coaxial de 52 Ω, ésta se adapta convenientemente a la antena en una parte considerable de la banda de frecuencias a la que corresponde la antena en cuarto de onda. Se obtiene este resultado sin ninguna bobina de sintonización ni ningún otro órgano de reglaje.

Si se quiere que una antena de este tipo funcione en varias bandas, se puede ajustar su longitud como ya se ha dicho.

La mejor situación para una antena vertical es el propio suelo. Es el caso de los miles de estaciones de radiodifusión. La instalación es tanto mejor cuanto más próxima al suelo está la antena. Un suelo situado en bajo respecto a los alrededores constituye incluso el mejor emplazamiento. Esta regla es del todo opuesta a las ideas habituales de los aficionados, según las cuales la antena debe ser instalada en el aire a una altura apreciable.

El pie debe estar exactamente en el suelo, para que se pueda conectar en este punto una línea coaxial de 52 Ω. Si la antena se encuentra a varios metros del suelo, hará falta una longitud apreciable de hilo para llegar a la toma de tierra. Como este hilo suplementario constituye parte de la antena, ya no tenemos una antena de cuarto de onda y el aéreo no funciona como estaba previsto.

Es perfectamente posible hacer la instalación sobre un techo horizontal o de pendiente pequeña; pero en este caso la toma de tierra necesitará conductores radiantes más numerosos y habrá que realizar experimentos para obtener el mejor funcionamiento posible.

La antena multibanda de trampillas (3,5-28 MHz) W3DZZ

Esta antena, fácilmente realizable por el aficionado, permite un funcionamiento muy ortodoxo en todas las bandas sin ninguna sintonización. Se alimenta en el centro por un cable bifilar o de 75 Ω, y su longitud física sólo exige un espacio libre de 35 m.

La antena comprende, como muestra la Figura 3.98, esencialmente un hilo de 33 m de longitud, cortado convenientemente por dos trampillas (circuitos oscilantes de sintonía en paralelo) adecuadamente sintonizados y dispuestos a igual distancia del centro, cuyo principio ha sido aplicado tan inteligentemente en la antena Mosley, que se analiza además en detalle.

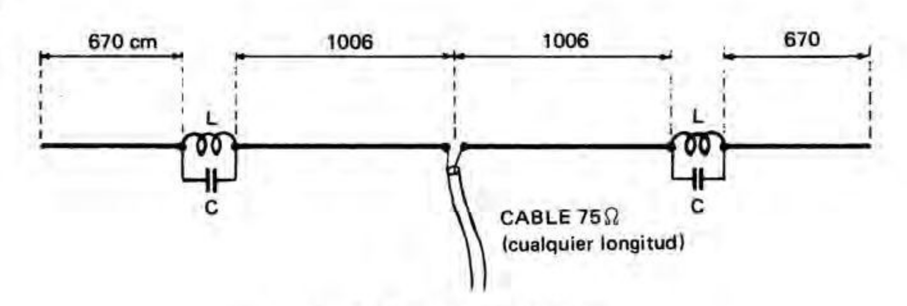


Figura 3.98. *Antena W3DZZ.*

El papel desempeñado por las trampillas es el siguiente: en 7 MHz, las secciones terminales están aisladas del resto de la antena, por razón de su impedancia muy elevada en esta frecuencia, y la parte central se comporta como un doblete. En 3,5 MHz, estando las trampillas lejos de su resonancia, se integran en la parte rectilínea completa, que se comporta una vez más como un dipolo que vibra en semionda. En cambio, en 28, 21 y 14 MHz el conjunto se presenta como 7, 5 y 3 semiondas respectivamente. Evidentemente es la concepción, realización y disposición de las trampillas lo que constituye el trabajo más importante. Nos referiremos a la Figura 3.99, que da todos los detalles útiles. El hilo utilizado para realizar cada bobina tiene un diámetro de 1 mm y se reparte en 13 espiras regularmente espaciadas 4 mm. El condensador C es un modelo de mica o cerámica de fuerte aislamiento (mínimo 1.500 V) de 60 pF, alojado en el interior de cada bobina. Una barrita aislante sirve de soporte al conjunto y reúne mecánicamente las dos secciones de hilo. Así realizadas, las trampillas no exigen ninguna puesta a punto, y si se ha tenido el cuidado de respetar una perfecta simetría, la antena funcionará maravillosamente en todas las bandas con una resonancia de 3,65, 7,05, 14,15, 21,5 y 28,5 MHz y una banda pasante variable según las bandas.

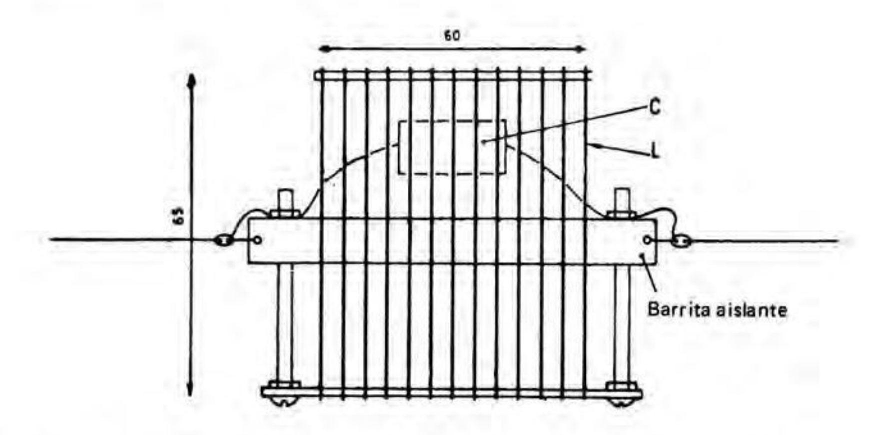


Figura 3.99. *Realización práctica de las trampillas de la antena W3DZZ.*

Se vende comercialmente una realización industrial con gran éxito en toda Europa.

Otra versión de trampilla

La idea es de John Davies (G3 LJD), que propone otra técnica para realizar las trampillas. Parte de una porción de circuito impreso de doble cara, evidentemente virgen, que sirve a la vez de aislador y de capacidad de sintonización. Sabemos, en efecto, que una hoja de "clad" de doble cara forma un condensador cuyas caras metalizadas son las armaduras, y la fibra de vidrio el dieléctrico de gran estabilidad mecánica y eléctrica. Un tal material presenta una capacidad del orden de 3 pF por cm² de 15/10 mm de espesor.

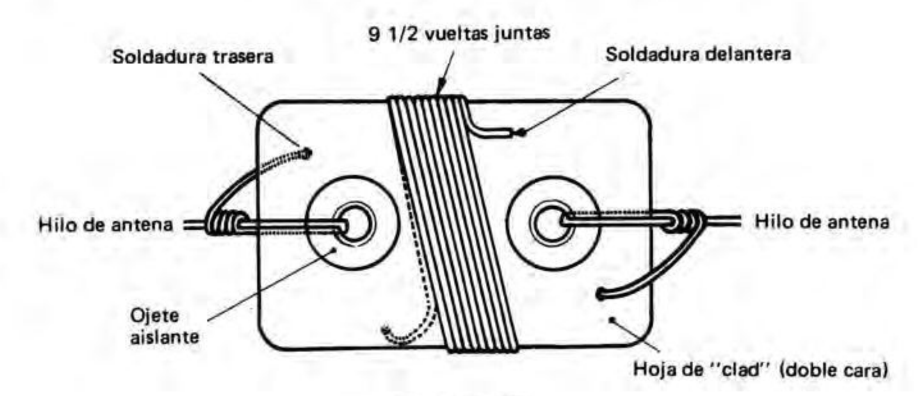


Figura 3.101

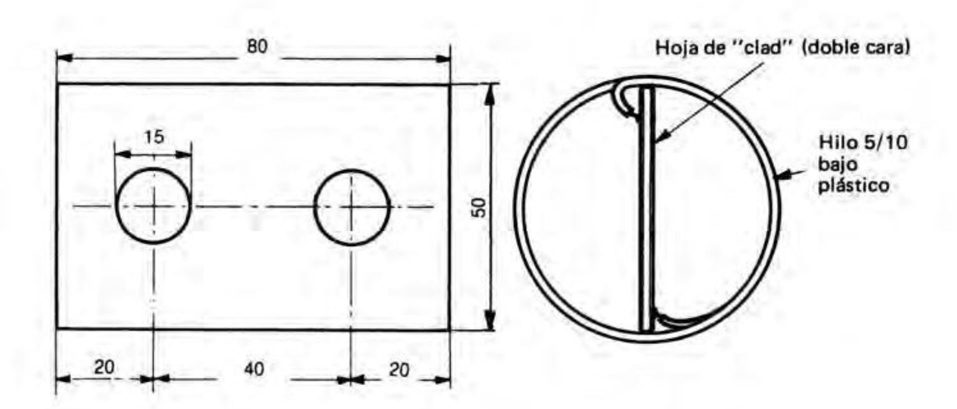


Figura 3.100a. **Figura 3.100b.**

Es entonces tentador añadirle en paralelo una bobina para constituir un circuito oscilante muy compacto y de buena rigidez mecánica. Es lo que se ha hecho con una banda de "clad" de 50 mm de ancho y, para empezar, de unos 90 mm de longitud; se arrollan 9 1/2 vueltas de hilo eléctrico bajo funda de termoplástico sobre un mandril de 50 mm de diámetro, con espiras juntas, que se pegan aplicándolas abundamentemente araldita, y se pone para endurecer. Se practican dos agujeros de 15 mm como muestra la Figura 3.100a.

Se enfila la bobina sobre la hoja de "clad" para soldar sus dos extremos, cada uno a una de las armaduras (Fig. 3.100b). Los dos agujeros son provistos de ojetes de materia plástica aislante que recibirán los ramales de antena, soldando uno a una armadura y el otro a la armadura opuesta. La trampilla terminada se presenta como se ve en la Figura 3.101. Sólo queda ya ponerla a punto con precisión. Con ayuda de un dip-metro acoplado a la bobina se apreciará, sobre la mesa, la resonancia del circuito, que será muy puntiaguda y se situará, con las dimensiones preconizadas en el texto, entre 6 y 7 MHz. Efectivamente el "clad" se ha dejado voluntariamente demasiado largo. Se cortarán con la pinza cortadora pequeños trozos sucesivos hasta obtener la resonancia en 7,05 MHz, que es el centro de la banda de 40 metros. Sólo queda hacer una segunda trampilla idéntica y colocar las dos en sus sitios en el hilo de antena como muestra la Figura 3.98. Es ésta una técnica que se recomienda por su sencillez y precisión en una realización "doméstica".

Antenas multibanda sin trampillas

Hemos visto que en las antenas multibanda que utilizan trampillas resonantes, estos elementos se comportan como cortocircuitos o como aislantes perfectos, según que su frecuencia propia corresponda o no a la frecuencia paralela. La Figura 3.98 muestra una realización práctica en la que especialistas americanos como Mosley, Hy-Gain o Mini Products han encontrado una solución profesional. Pero si nos referimos (página 35 y siguientes) a las propiedades de las líneas y semiondas, abiertas o cerradas, nos daremos cuenta de que de ellas se puede sacar el mismo partido.

Recordémoslo en grandes líneas:

Una línea de cuarto de onda cerrada (A), lo mismo que una línea de media onda abierta (B), corresponden a un circuito resonante de sintonía en paralelo (C), es decir, a un elemento de alta impedancia (Fig. 3.102).

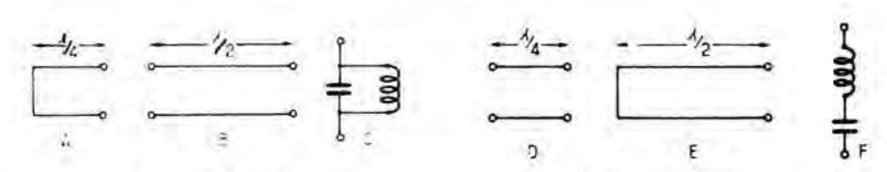


Figura 3.102. **Figura 3.103.**

Inversamente, una sección de cuarto de onda abierta (D), lo mismo que una sección de media onda cerrada (E), corresponden a un circuito de resonancia en serie, es decir, a un elemento de muy baja impedancia (Fig. 3.103).

Se puede, pues, utilizar uno u otro según convenga, bien como aislante perfecto o bien como cortocircuito, exactamente como las trampillas, pero quizá con más facilidad para sintonizarlos con precisión, con la observación adicional de que estas propiedades son las mismas para un número impar de cuartos de onda, así como para un número par de semiondas.

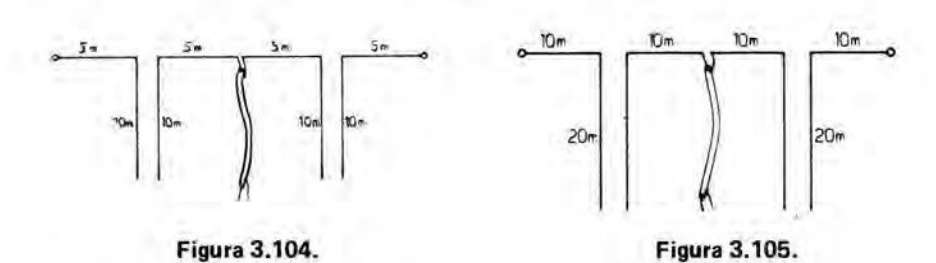


Figura 3.104.

Figura 3.105.

La Figura 3.104 propone una antena para 20/40 m que aplica estos principios. Como se trata de un dipolo, la alimentación se efectúa por medio de un cable de 75 Ω, y cada sección horizontal mide 5 m, o sea $\lambda/4$ en la banda de frecuencia más elevada. En cambio, las líneas paralelas, que pueden ser del tipo de aire o bien del "twin-lead", están cortadas a una semionda eléctrica para la misma frecuencia. Abiertas, estas líneas constituyen en 20 m un elemento de alta impedancia y aíslan prácticamente los dos ramales de 5 m que están en el centro y se comportan como un dipolo de media onda. Si la antena se acopla a un emisor que funciona en 40 m, 10 m resultan un cuarto de onda y, por tanto, un cortocircuito que alarga el dipolo dos veces 5 m, o sea 20 m, longitud que conviene a la vez para 7 y 21 MHz. La Figura 3.105 siguiente presenta un ejemplo cifrado numéricamente respecto a las longitudes de onda, de una antena para 80/40 m en la que los "stubs" de 20 m se comportan en 40 m como aislantes ($\lambda/2$) y en 80 m como cortocircuitos ($\lambda/4$).

Pero pueden imaginarse otras antenas cuyas frecuencias no están en la relación de 1 a 2. Así, un dipolo de 3,40 m × 2 (Figura 3.106) puede prolongarse por dos ramales de 1,60 m con una semionda cerrada como elemento de cortocircuito en la frecuencia más baja (14 MHz), es decir, 10 m. Esta antena cubre las gamas de 14 y 21 MHz. En 21 MHz la sección de 10 m resulta sensiblemente 3/4 λ, es decir, un número impar de cuartos de onda de los que, estando cerrado el último, determina una impedancia elevada y aísla el dipolo central.

Finalmente, la última proposición: una antena para 15 y 10 m con un dipolo central de 2 × 2,5 m prolongado por dos secciones de 0,9 m mediante una línea abierta, de nuevo $\lambda/4$, aislante en 10 m, cortocircuito en 15 m (Fig. 3.107). Es evidente que hay que regular muy cuidadosamente la longitud de los "stubs" y de los elementos radiantes, y se observará que cada reglaje de un elemento reac-

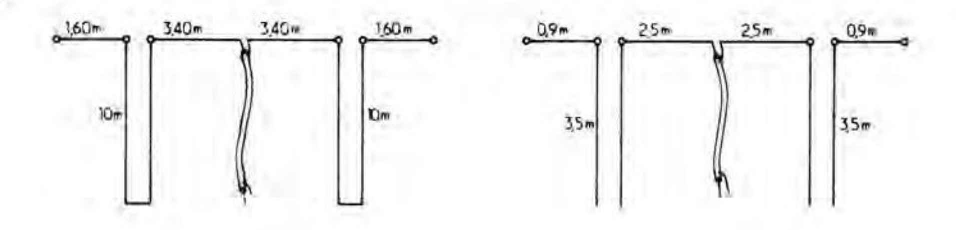


Figura 3.106. **Figura 3.107.**

ciona sobre la resonancia de los otros; pero es un trabajo muy interesante, como todas las manipulaciones en los aéreos.

Supresión de las ondas estacionarias en un "feeder" sintonizado

Al estudiar las antenas Lévy y Zeppelin, hemos visto que la impedancia en el punto de alimentación varía según la frecuencia en la que funciona la antena.

Para emplear siempre el mismo "feeder" en todas las bandas, se alimenta a estas antenas con "feeders" sintonizados.

Se puede hacer funcionar estos "feeders" en ondas progresivas, lo cual permite darles cualquier longitud.

Si hay ondas estacionarias en el "feeder", es que la impedancia terminal Z_t es diferente de la impedancia característica de la línea Z_c.

Elijamos un "feeder" de 600 Ω de cualquier longitud: equivale a un cierto número de cuartos de onda más una longitud inferior a un cuarto de onda.

La longitud será igual a: $n\,\lambda/4 + l$, siendo $l < \lambda/4$.

Como las semiondas repiten la impedancia, se puede llevar el "feeder" a una longitud $l < \lambda/2$, que estará comprendida entre 0 y $\lambda/4$ o entre $\lambda/4$ y $\lambda/2$.

Estos dos casos pueden reducirse a uno solo, pues una línea de longitud comprendida entre $\lambda/4$ y $\lambda/2$ con $Z_t > Z_c$ tiene las mismas características que una línea comprendida entre 0 y $\lambda/4$ con $Z_t < Z_c$.

Se puede, pues, considerar un solo caso: $l < \lambda/4$, con las dos posibilidades: $Z_t > Z_c$ y $Z_t < Z_c$.

En el primer caso $Z_t > Z_c$, la línea equivale a una capacidad en paralelo con una resistencia.

Para anular la reactancia causada por la capacidad, hay que introducir una reactancia inductiva del mismo valor.

Se conecta, pues, en un punto conveniente de la línea un trozo de línea cuya reactancia neutralice la que existe en el punto de unión. Así, desde este punto

Tabla 3.1 y 3.2.

	ROS	1,5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	15	20
$Z_l < Z_c$	Distancia *d* en λ	0,19	0,15	0,11	0,196	0,08	0,072	0,07	0,06	0,056	0,05	0,046	0,04	0,033
	Longitud *l* en λ	0,14	0,152	0,168	0,176	0,182	0,186	0,19	0,193	0,196	0,2	0,202	0,208	0,48
$Z_l > Z_c$	Distancia *d* en λ	0,105	0,095	0,083	0,073	0,069	0,062	0,058	0,053	0,05	0,048	0,043	0,04	0,036
	Longitud *l* en λ	0,06	0,095	0,14	0,158	0,168	0,178	0,184	0,189	0,192	0,195	0,202	0,208	0,214

Tabla que da en fracciones de λ las distancias necesarias para ajustar l y d, la línea de corrección en función del ROS.

de unión hasta el generador que alimenta el "feeder", éste funciona en ondas progresivas.

Si $Z_t > Z_c$ se empleará un trozo de línea cerrada, cuya reactancia es inductiva.

Si $Z_t < Z_c$ se utilizará un trozo de línea abierta, cuya reactancia sea capacitiva, pues en este caso la reactancia del "feeder" es inductiva.

La Tabla 3.1 y 3.2 da la distancia del extremo al punto de unión de la línea y la longitud de esta línea en función del ROS de la línea, es decir, de la razón Z_t/Z_c o su inversa (Figs. 3.108 y 3.109).

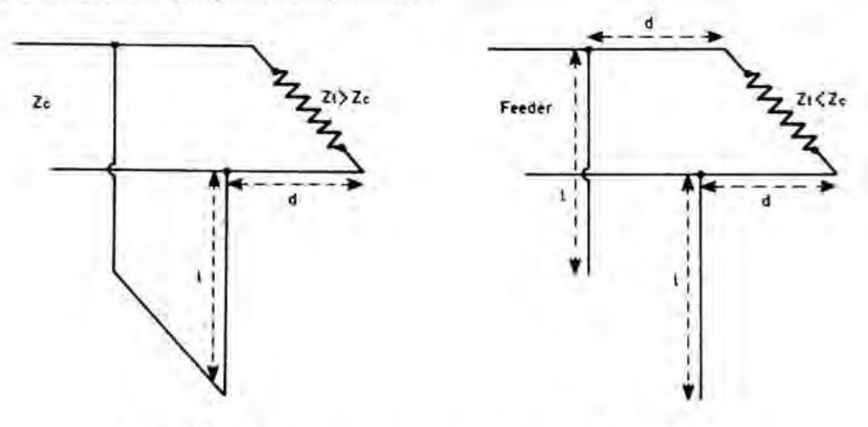


Figura 3.108. **Figura 3.109.**

Se buscará, pues, el ROS, que depende de la banda en la que funciona la antena. En la Tabla se buscarán los valores de l y d correspondientes y seguidamente se ajustarán l y d en torno a los valores calculados para obtener un mínimo de ondas estacionarias.

Las antenas en bucle ("loop")

Las antenas-bucle, cuadro o "loop" están constituidas esencialmente por una cierta longitud de hilo cerrada sobre sí misma de modo que se reúnen los extremos, cualquiera que sea la forma del bucle, que puede ser un triángulo, un cuadrado, un rombo, un rectángulo o un círculo. Las múltiples posibilidades permiten la mayor fantasía en la utilización de puntos de amarre: chimeneas, árboles, puntas de mástiles, postes etc. El bucle de onda entera es la disposición que se encuentra más corrientemente, aunque sólo fuera en la popular "Cubical-Quad", y su impedancia se sitúa en torno a 100 Ω. Dos consideraciones deben atraer nuestra atención. La primera es que la antena-cuadro, de modo general, es poco sensible a la influencia de la proximidad del suelo, y la segunda, que una antena de esta naturaleza funciona no sólo en la frecuencia para la que representa una onda entera, sino igualmente en los múltiplos de esta frecuencia. Se ve entonces todo el partido que se puede sacar de ello. En la práctica basta cortar 84 m de

hilo y soldar los dos extremos para obtener un bucle cerrado. Después hay que encontrar tres, cuatro o cinco puntos (o más) para suspender de ellos, con interposición de aisladores, el bucle así formado. Si se atiene uno, por razones prácticas, a un triángulo, se hará que sea lo más próximo posible a un equilátero. La adaptación se hará muy sencillamente mediante un cable de 75 Ω por razones de simplicidad pero, según la experiencia, la proporción de ondas estacionarias no es superior a 2/1 en ninguna banda. Es como decir que si se perfeccionase el sistema sería posible hacerlo aún mejor. La altura sobre el suelo no será inferior a 10 m.

Los resultados obtenidos en todas las bandas son de los más interesantes porque, a título experimental y con pequeña potencia, se han conseguido rendimientos espectaculares. En 80 m, siendo vertical la radiación principal, son notables los resultados en un radio de 1.000 km. Más allá de 40 m los foliolos del diagrama de radiación aumentan, pero la eficacia sigue siendo del todo satisfactoria y, sin pretender sobrepasar una Yagi, los resultados en 144 y 432 MHz son aún interesantes.

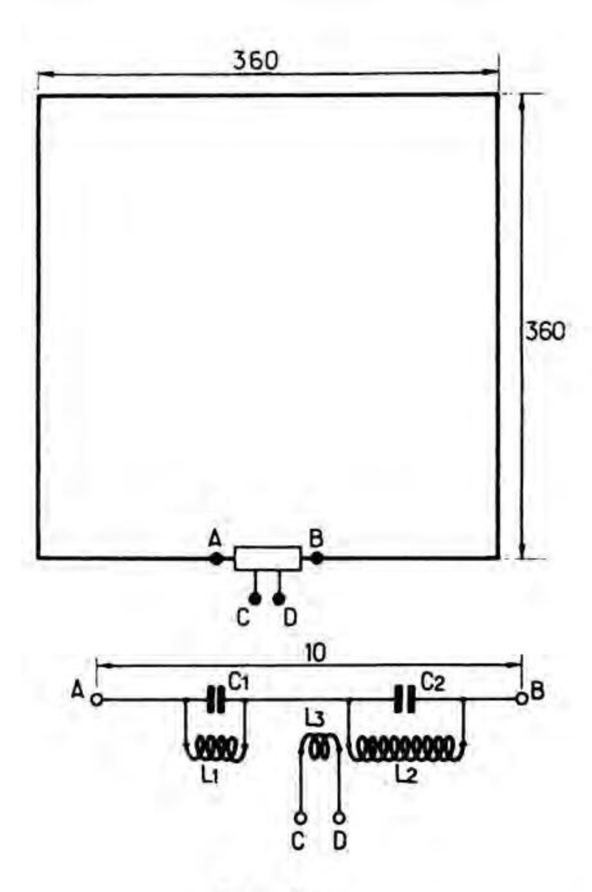


Figura 3.110.

Se puede encontrar algo de menos volumen, pero no más sencillo. Añadamos que, si uno no se interesa particularmente por la banda de 80 m (gran consumidora de espacio), la dimensión del bucle puede ser reducida a la mitad, es decir, a 42 m, y en el caso en que se sacrificase la banda de 7 MHz para limitarse a la banda de 14 MHz, la longitud del bucle quedaría en 21 m, lo que dejaría todavía una posibilidad para los 28 MHz, pero suprimiría toda posibilidad de tráfico en la banda de 21 MHz (que no es múltiplo de 14). Un bucle de 21 m es fácil de instalar y de alojar.

Una antena-cuadro (14-21-28 MHz) acortada

Esta antena ha sido realizada por distintos aficionados, alemanes y australianos principalmente, y se inspira al mismo tiempo en la antena Cubical-Quad por su forma y en antenas de trampillas resonantes, y cuando el sitio disponible es limitado presenta grandes ventajas, incluso nada se opone a que sea giratoria. En este caso es suficiente un cuarto de vuelta, porque el aéreo es ya, por naturaleza, bidireccional.

El conjunto no es más que un bucle de 3,60 m de lado, cerrado sobre un sistema de sintonización y de acoplamiento que mide entre los puntos A y B 20 cm y lleva dos circuitos oscilantes en serie L_1-C_1 y L_2-C_2 (Figura 3.110). Físicamente, el cuadro tiene sensiblemente las mismas dimensiones que una Quad de 21 MHz. Es, pues, a un tiempo demasiado corta para 14 MHz y demasiado larga para 28 MHz; pero los circuitos sintonizados que están insertados en ella permiten al conjunto resonar de modo conveniente en las tres bandas previstas. $C_1 L_1$ debe ser sintonizado en 28,8 MHz. L_3 es la bobina de acoplamiento. $C_2 L_2$ resuena en 14 MHz.

En la práctica se utilizará un mandril de esteatita de 38 mm de diámetro y 6 cm de longitud mínima, sobre el que se bobinarán, para L_1, 4 espiras de hilo esmaltado de 15/10 mm ocupando 18 mm; 20 mm más lejos, para L_3, 4 espiras del mismo hilo casi juntas en una longitud de 10 mm, y finalmente, 3 mm más allá, para L_2, 7 espiras idénticas en una longitud de 16 mm. Estas bobinas, una vez realizadas, serán pegadas con Araldite para dar al conjunto un perfecto comportamiento mecánico. Después se unirán los extremos enfrentados de L_1 y L_2 por una conexión del mismo hilo de 15/10 mm. El acoplamiento al emisor o al receptor se efectúa en C y D. El bucle se corta a las dimensiones de la Figura, o sean 14,30 m del hilo de 15/10 mm, también esmaltado.

Se observará que C_1 y C_2 son, evidentemente, de valor crítico, pues de la frecuencia de C_1-L_1 depende la sintonización en 28 MHz, y de la C_2-L_2 la resonancia en 14 MHz. Pero C_2 y L_1 influyen sobre la resonancia en 21 MHz. Haciendo $C_1 = 49$ pF y $C_2 = 55$ pF, el T.O.S. en el caso menos favorable no sobrepasa 1,5/1, lo cual es del todo razonable. En las pruebas, estos condensadores pueden ser ventajosamente miniaturas variables, reemplazados después por condensadores de mica, lo que no será siempre fácil. Una solución elegante consiste en utilizar como capacidades de sintonía en C_1 y C_2 secciones cortas de cable coaxial que se pueden ajustar con precisión mediante pinzas cortantes.

Los extremos libres quedan abiertos, por supuesto, y deben ser protegidos. A título indicativo y según la calidad, la capacidad del cable coaxial está generalmente comprendida entre 50 y 90 pF por metro.

Las ventajas de este aéreo son:

- su notabilísima ligereza, incluso si se lo realiza de tubo;
- su débil presa en el viento;
- su discreción;
- su utilización multibanda, que siempre es apreciada.

Pero por supuesto que no es una "beam" y su comportamiento en las tres bandas es sensiblemente el de un dipolo bien sintonizado, lo cual, después de todo, no es tan malo.

La antena Ground-Plane (21 y 28 MHz)

En tanto que un dipolo horizontal no pueda tenderse en una semionda por encima del suelo, la mejor elección es la antena "GPA-type" (ground-plane).

Pero hasta aquí, la antena GPA-type es, a imagen de un doblete, una antena monobanda. Ahora bien, nosotros queremos trabajar en las dos bandas contiguas de 21 y 28 MHz con la misma antena.

La solución se encuentra rápidamente en lo que se refiere a los radianes, de los que pondremos cuatro de cada clase para corresponder a las especificaciones, cortados a las longitudes siguientes:

21 MHz = 3,53 m
28 MHz = 2,56 m

Como se puede comprobar en una antena multidoblete, los hilos que no están en resonancia en una banda perturban muy poco el funcionamiento de los cuatro radianes relativos a la frecuencia utilizada, pero la impedancia de la antena y su propia resonancia son ligeramente influidas.

Pero donde se plantea el problema es en la fusta vertical, que es el ramal radiante, y que ha de funcionar tanto en 21 como en 28 MHz. Para conseguirlo, tenemos una sola solución: la inserción de una trampilla resonante en el extremo superior de la parte de la fusta calculada para 28 MHz, que será prolongada por la longitud necesaria para la resonancia en 21 MHz. Esta trampilla presenta una impedancia muy elevada en 28 MHz y desempeña el papel de un interruptor o de un aislador para las tensiones HF de esta frecuencia. En cambio, su impedancia disminuye muy rápidamente fuera de dicha frecuencia y constituye prácticamente un cortocircuito en 21 MHz. La realización práctica es la de la Figura 3.111. Es de muy bajo costo y se presta a su ejecución por cualquier aficionado simplemente diestro y cuidadoso. Nosotros hemos partido de una placa

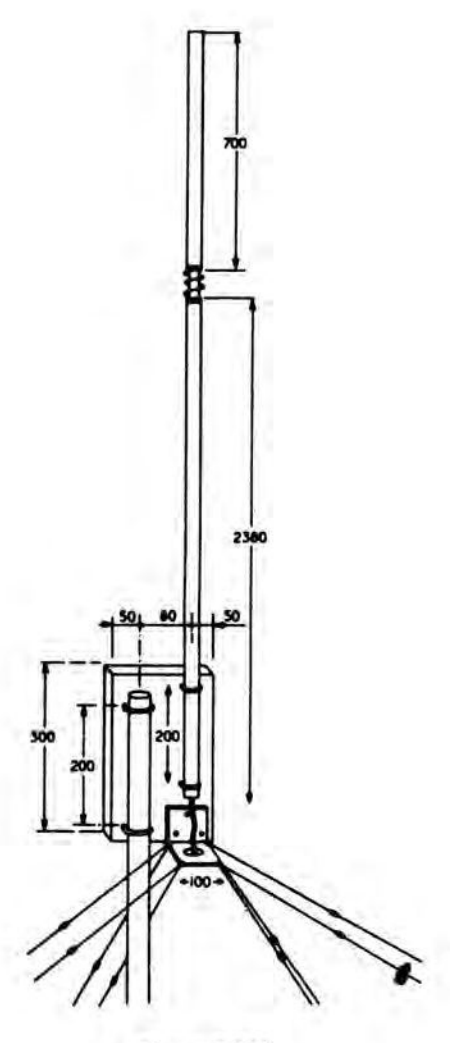


Figura 3.111.

aislante de materia plástica espesa de la clase PVC (Leucoflex), utilizada en la industria, de 300 × 180 × 15 mm aproximadamente.

La disposición material es la que ya propusimos para la antena "ground-plane" monobanda antes descrita (pág. 139, Figura 3.87).

Para la fijación al suelo, prevemos un tubo de duraluminio de 32 mm de diámetro y 4 metros de longitud, en un solo trozo o dos secciones empalmadas con manguito. La placa aislante se fija al tubo por dos collarines firmemente atornillados, separados 20 cm uno de otro. La base de la placa lleva una escuadra de 10 cm de lado con un agujero en su centro que recibe un zócalo SO 239,

rosca hacia abajo, y en sus cuatro esquinas cuatro agujeros de 4 mm, destinados a constituir los puntos de fijación y partida de los radianes, que serán ulteriormente soldados y aislados en su otro extremo, con la dimensión deseada, por un huevo o una polea de porcelana o vidrio. Después llegamos a la fusta vertical, que comprende en primer lugar la parte de 28 MHz, un poco más corta que un cuarto de onda a causa de la presencia de la trampilla. Esta parte vertical mide exactamente 2,38 m y está mantenida en su sitio por dos collarines atornillados a través de la placa soporte. La base llega al nivel de la escuadra (sin tocarla), y un trozo de trenza metálica o de alambre grueso enlaza el pie del dipolo con la espiga central del zócalo SO 239.

Se habrá dado vueltas a un trozo de plexiglás o de Leucoflex (ya citado) de 18 mm de diámetro y 20 cm de longitud para forzarlo dentro del extremo del tubo previamente serrado si es necesario, una longitud de 7 cm aproximadamente y en el extremo libre se harán entrar por la fuerza 68 cm del mismo tubo de duraluminio en una longitud de 7 cm. El cilindro de materia plástica constituye un bloque aislante al mismo tiempo que un empalme mecánico entre las dos partes del dipolo, que quedan distantes una de otra 60 mm. Dos collares para tubo de agua permiten mantener muy firmemente el conjunto en su sitio.

Queda la trampilla y su reglaje. Esta comprende una bobina de dos espiras de hilo de 22/10 mm o de tubo de cobre recocido de 3 mm de diámetro, con un paso de 25 mm. El diámetro de la bobina es de 70 mm. Uno de sus extremos, aplastado y desnudado, se retiene bajo el collar superior, y el otro igualmente bajo el collar inferior. Así se asegura la continuidad eléctrica del ramal radiante y es probable que el conjunto resuene en la banda de 21 MHz; nos podremos asegurar de ello experimentalmente. La resonancia de la trampilla en una frecuencia dada (28,5 MHz) se obtiene por la puesta en paralelo de una capacidad original, pues se trata de un ramal de cable coaxial bien definido, única solución para luchar sin problemas contra la intemperie, cortando el valor exacto con precisión de un picofaradio. Según la información del fabricante, la capacidad del cable RG8U, muy corriente, es de 96 pF por metro. Como la capacidad necesaria para la resonancia de la trampilla en 28,5 MHz se ha estimado experimentalmente en 72 pF, es fácil deducir que se deberá emplear 72/96 = 0,75 m ó 75 cm de cable RG8U. Pero se puede utilizar cualquier otra calidad mientras sea capaz de soportar las tensiones HF que aparecen en el extremo de la bobina. El reglaje preciso se hará con un dip-metro y con las pinzas cortantes.

Esta sección de 75 cm se desnudará en 50 mm para dejar sólo el dieléctrico al descubierto, y el extremo del alma se cogerá bajo el collar inferior con el extremo de la bobina. La funda, retorcida 50 mm más arriba, será cogida bajo el collar superior, y el resto del cable, cuyo extremo debe permanecer intacto, será fijado en varios puntos a lo largo del tubo superior por una o dos vueltas de cinta de plástico, pues tiene exactamente su longitud. No se le dirige hacia abajo porque el cable pertenece a la parte de 28 MHz y la capacidad de la trenza y del tubo de aluminio perturbarían la sintonía (Fig. 3.112).

El conjunto, una vez terminado, puede ser puesto en su lugar sin dificultad. Por ser ligero es fácil de levantar y, una vez que el pie haya penetrado en el sue-

lo unos centímetros, se tensarán los radianes, prolongados por una cantidad suficiente de hilo muerto, para que formen con el suelo un ángulo de 45 a 50°. Es la disposición que da mejores resultados con la adaptación de un cable coaxial de 50 Ω.

La antena se encuentra entonces automáticamente sujeta por vientos y es capaz de resistir todos los asaltos. Sólo quedará proteger los pocos puntos de empalme por grasa de silicona y se tendrá un excelente aéreo que resuena en 21,15 y 28,5 MHz, frecuencias que representan sensiblemente el centro de las dos bandas.

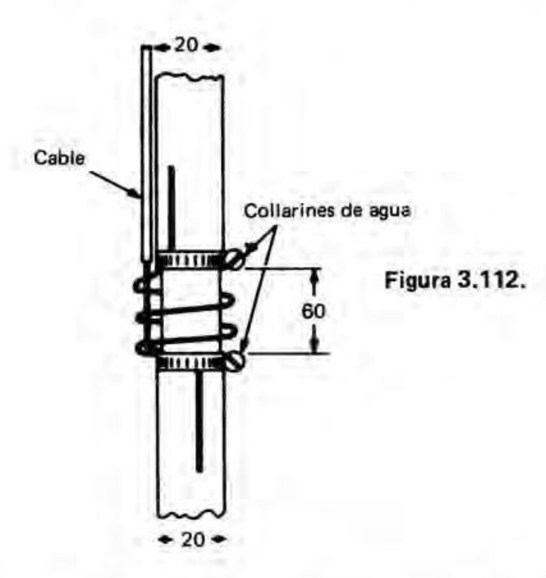


Figura 3.112.

En la emisión, la proporción de ondas estacionarias es de 1,2 a 1,6/1 en las dos bandas, lo que es totalmente excelente si se reconoce que este resultado es previsible, puesto que se alimenta con 50 Ω una antena que presenta una impedancia da unos 40 Ω.

Esta será la antena de los desfavorecidos en cuanto al sitio y a los posibles puntos de anclaje, que sólo pueden disponer de poco espacio en el suelo.

Antena triángulo 7 MHz

No es más que un bucle cerrado de una longitud de onda, como el cuadro de una antena Cubical Quad, pero dispuesto, no ya en cuadrado, sino en triángulo. Se ve enseguida la ventaja del sistema: estando dispuesto el triángulo verticalmente con un vértice hacia arriba, sólo se necesita ya un solo punto de apoyo superior (Fig. 3.113). Vamos a determinar ahora la longitud del bucle de hilo,

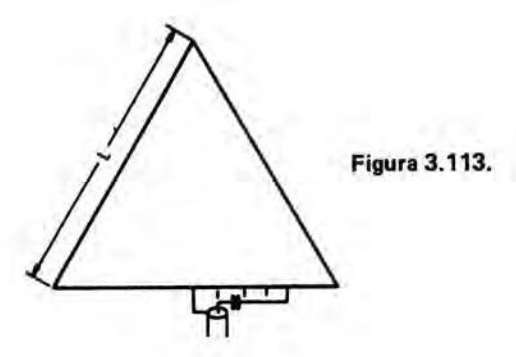


Figura 3.113.

exactamente como para una Quand o una Delta-Loop, o sea, con relación a la longitud de onda 1,02 veces. Siendo la longitud de onda correspondiente a 7 MHz 300 : 7 = 42,85 m, tendremos que cortar 42,85 × 1,02 = 43,70 m de hilo esmaltado de 15 a 18/10 mm, que plegaremos exactamente para determinar con precisión el centro, que será el vértice superior de un triángulo sensiblemente equilátero de 14,6 m de altura. El punto de enganche se determinará en función del lugar, pero será posible hacerlo por medio de tubos de aluminio de diámetros gradualmente decrecientes, encajados a la fuerza unos en otros. Es fácil montar hasta 15 m de altura en cuatro o cinco secciones partiendo de un diámetro de 50 mm para terminar con 20 mm en la cúspide. Los esfuerzos en el tubo, que será provisto de vientos, son despreciables. Seguidamente se realizarán dos piezas de madera dura de 20 cm de longitud y 6 cm de anchura como

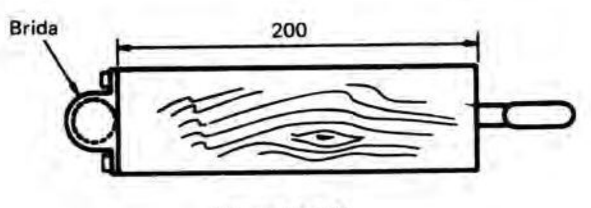


Figura 3.114.

en la Figura 3.114, provista cada una de una brida que permite fijarlas sólidamente, una a la cúspide del mástil y la otra al tubo inferior. Cada una está provista de una armella que se ha cerrado sobre una polea de porcelana o un aislante eléctrico cualquiera. Se introduce el hilo en el aislador de arriba hasta su punto central. Para inmovilizarlo definitivamente, se le da una o dos vueltas sobre sí mismo y entonces se separan los dos ramales iguales de 43,70 : 2 = 21,85 m, que cuelgan. Después se desliza, a 7,30 m de cada extremo, un huevo aislante de vidrio o porcelana, sin retorcer. Se reúnen provisionalmente los dos extremos libres por un doble bucle de hilo de 2 cm de diámetro, y el triángulo queda así cerrado y aislado en el espacio. El bucle provisional está destinado al acopla-

miento de la bobina de un dípmetro, del que, en este momento, no podremos prescindir. La resonancia aparece muy claramente, haciendo aparecer una banda pasante más ancha que un dipolo convencional de hilo, lo cual es normal. Digamos que esta resonancia va a ser un poco baja. Voluntariamente la hemos calculado en 7 MHz, pero se la llevará progresivamente hasta 7,050 MHz cortando a la vez 10 cm de ambos lados del bucle. Es algo molesto, tanto más porque también hay que retocar los aisladores, pero no se puede prescindir de ello. Cuando se ha conseguido la sintonía, se suprime el bucle de acoplamiento y se le sustituye por un buen empalme, bien soldado, que representa el centro de la base de la antena. ¿Cómo realizarlo, prácticamente invisible? Desnudar unos 15 mm de cada uno de los dos hilos a empalmar. Sobre una cola de una barrena de no más de 3 mm, bobinar con espiras juntas hilo de cobre de 4 ó 5/10 mm para formar un solenoide de unos 20 mm de largo, enfilarlo en los dos extremos del hilo a empalmar, y llenar de soldadura el conjunto. Es limpio y es sólido. Queda tensar los dos ángulos para formar un triángulo perfecto mediante piquetes hincados en tierra y algunos metros de cuerda de nylon (Fig. 3.115). En caso de que el mástil pueda levantarse a lo largo de un muro o acomodarse en la esquina de una casa, será muy fácil fijarlo simplemente con un collar. Encontrándonos en presencia de un bucle resonante, ya sólo hay que alimentarlo y, para ello, adaptarlo correctamente. El punto frío de la antena es la conexión que antes hemos sugerido. Es ahí donde se conectará la funda del cable coaxial (50 ó 75 Ω). De su impedancia dependerá el alejamiento del punto de aplicación del sistema de adaptación. El que hemos retenido por haberlo practicado durante mucho tiempo es el "Gamma-Match". Presenta, en efecto, una posibilidad de puesta a punto rigurosa y muy flexible y asegura al mismo tiempo la conexión de un "feeder" disimétrico. Según que su impedancia característica sea más o menos elevada (50 ó 75 Ω), el punto de conexión se alejará más o menos del centro. La línea que se aplica al punto óptimo está constituida por un hilo de 2,50 m de largo, idéntico al de la antena, desnudo si es posible y mantenido paralelo a aquél por separadores de materia plástica de 16 cm de longitud, provistos en sus dos extremos de agujeros de 2 mm a 150 mm uno del otro (Fig. 3.116). Estas regletas, antes de la soldadura, en número de 10 a 12, son enfiladas del mismo lado de la soldadura y sostienen el hilo de alimentación, que está así mantenido bien paralelo. En este momento de la puesta a punto, la antena se presenta como en la Figura 3.117 y el hilo inferior está sin conectar. Se soldará entonces la funda al empalme y se intercalará entre el alma y el extremo de la línea del "gamma-match" un condensador variable de gran capacidad, como el que se empleaba antiguamente en los receptores de válvulas o transistores. Este condensador estará, pues, en serie en la alimentación. Se preparará un ramal de 15 cm de hilo flexible que se proveerá de una pinza cocodrilo en cada extremo. Una de estas pinzas se apretará fuertemente para atravesar el esmalte del hilo y la otra agarrará el hilo desnudo. Un solo auxiliar, pero indispensable: el medidor de ondas estacionarias. Con el condensador-serie en su valor máximo (350 a 500 pF), se aplicará la alta tensión al emisor y se medirá el TOS por el método habitual. Sin tocar el condensador, se hará deslizar el cortocircuito móvil lenta y progresivamente hacia el centro y se asegurará que el TOS disminuye regularmente. Cuando ya no sea posible rebajarlo, se actuará sobre el condensador haciendo decrecer lentamente su valor. El TOS debe

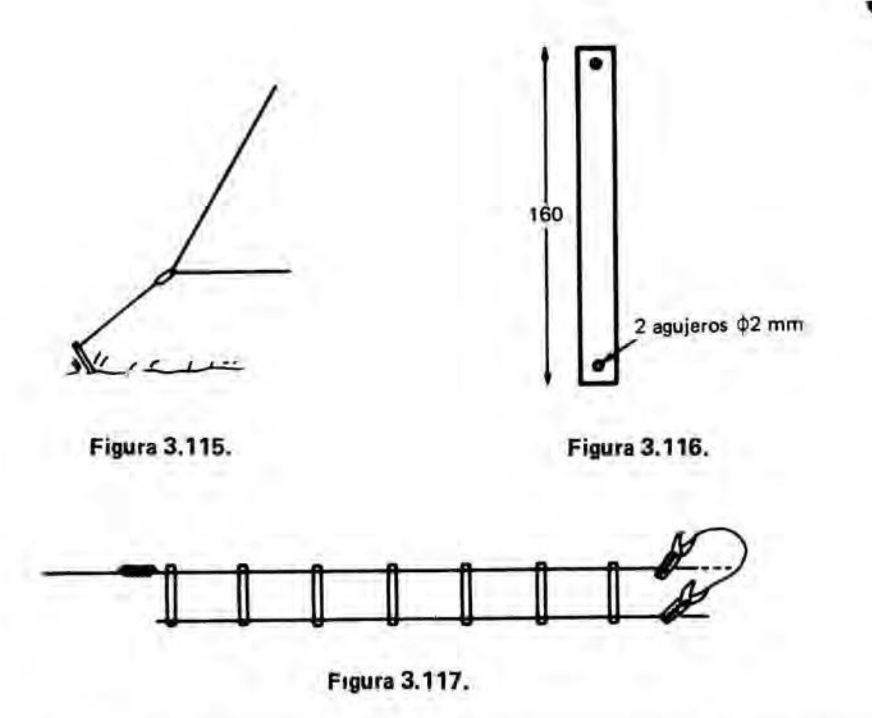


Figura 3.115.

Figura 3.116.

Figura 3.117.

seguir disminuyendo regularmente hasta un valor muy preciso, que se sitúa en torno a los 280-300 pF. Entonces se volverá de nuevo a la posición del cortocircuito (aún se puede ganar algo) y después, en su caso, al condensador. Llegará un momento en el que ya no habrá ninguna mejora. El TOS estará muy próximo a la unidad; entonces el reglaje será óptimo. Se suprimirá la parte gamma match en exceso y se soldará, después de poner el cobre al desnudo, un cortocircuito terminal definitivo. Si se prefiere conservar el condensador variable, será indispensable encerrarlo en una caja de plástico, pero se puede prescindir de ello sustituyéndolo por uno o varios condensadores de mica (modelo antiguo) robustos y bien protegidos, cuyo valor sea igual o muy próximo al valor óptimo hallado con el condensador variable utilizado.

Esta antena ha sido objeto de ensayos prolongados, en el aire, y ha mostrado cualidades totalmente excepcionales, especialmente en DX.

Finalmente, se puede extrapolar partiendo de la fórmula inicial:

$$\frac{300}{F} \times 1{,}02$$

para cortar una antena-triángulo para una banda cualquiera.

Un último punto interesante: una vez determinada la cúspide y puesta en su lugar, todos los reglajes se realizan desde el suelo y prácticamente de pie. Por otra parte, la antena-triángulo, como todas las antenas cerradas, es poco sensible a los obstáculos circundantes.

Tal como está, esta antena es monobanda y conviene para la única banda de 7 MHz a causa de su modo de adaptación. Claro está que, a la luz de lo que ya se dijo, si se efectuase la alimentación por un cable coaxial, de preferencia de 75 Ω, directamente en el centro, volveríamos a encontrarnos en el esquema de la antena de bucle, desde luego con posibilidad de utilización en 7 MHz, pero también en 14, 21, 28 MHz... Todas frecuencias múltiplos.

Una antena híbrida de 3,5-7 MHz que ocupa poco espacio

El hecho de residir en una zona muy urbanizada y de disponer sólo de un espacio restringido impide a menudo a los radioaficionados tender aéreos de varias decenas de metros de longitud y, en consecuencia, trabajar en las bandas de frecuencias más bajas (40 y 80 m) que presentan un gran interés, por los enlaces a distancias medias. La antena que proponemos es el resultado de una experiencia práctica conducida por un aficionado californiano (W6PYK).

Hay que decir que el autor ha llegado a esta solución después de haber eliminado una tras otra las soluciones clásicas conocidas: V invertida, "ground-plane", Marconi, hilo largo, etc. La superficie ocupada se limita a la del tejado de la casa, 9 × 12 m, y ello conduce a una realización muy económica de antena vertical para dos bandas.

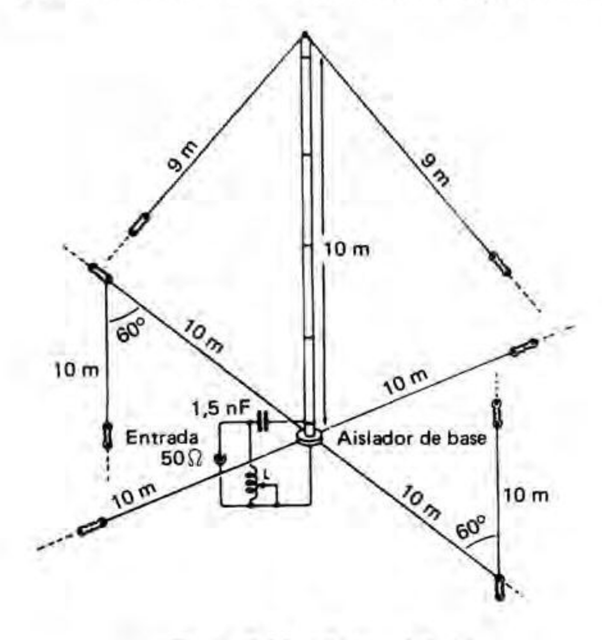


Figura 3.118. *Antena híbrida.*

Lo esencial de la estructura del aéreo está constituido por un mástil metálico de unos 10 m, completado por 8 m de cable coaxial RG8U, 60 m de hilo de cobre, aisladores y un circuito sintonizado. La longitud del

mástil corresponde a un cuarto de onda en la banda de 7 MHz, o sea 10 m. Es realmente una serie de cuatro tubos de duraluminio de 2,50 m cada uno, encajados con fricción dura para asegurar un contacto muy franco y una perfecta rigidez mecánica. Por ello estos tubos serán de diámetro suficiente (unos 20 mm), lo que sigue siendo practicable desde el punto de vista del peso. Una sección de cable coaxial, tipo RG8U, se corta de modo que represente un cuarto de onda eléctrico, es decir, una longitud de 300/7,05 × 1/4 = 10,64 m, que se convierte en 10,64 × 0,65 = 6,90 m al hacer intervenir el coeficiente de velocidad del cable, dado por el fabricante, de 0,65 aproximadamente.

Esta longitud puede determinarse también de modo muy preciso, tratándose de un cuarto de onda, cortándolo progresivamente hasta obtener la absorción total de una señal en la proximidad de 7,05 MHz en un receptor de tráfico. Una vez determinada la longitud, se cortocircuita un extremo y se deshace en el otro extremo sin cortarla, la trenza en una longitud de unos 30 cm, repartiéndola en dos cordones sensiblemente iguales. Estando cubierta la cúspide del mástil por un cilindro aislante de 150 mm, como muestra la Figura 3.119, este forro se

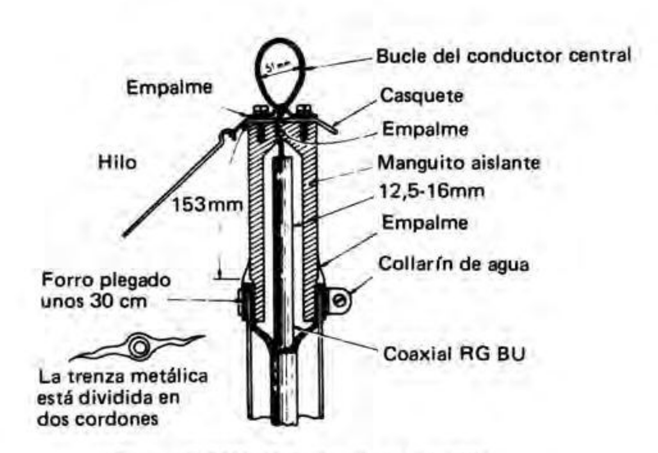


Figura 3.119. *Detalles de la cúspide.*

pinza a lo largo del tubo y después se abate exteriormente para quedar firmemente cogido sobre el tubo por un collarín. El dieléctrico se conserva parcialmente, y el cilindro aislante se taladra al diámetro de 13 mm hasta 20 mm de la cúspide, y después a 3 mm para permitir el paso del alma del cable coaxial, la cual, en forma de bucle de 50 mm, se suelda a la placa metálica terminal. Se utilizan dos pares de radianes: uno constituido por dos hilos rectos de un cuarto de onda para la banda de 7 MHz y el segundo formando una Z para la banda de 3,5 MHz (Fig. 3.118).

El funcionamiento de la antena está asegurado en 3,5 MHz por dos hilos de 9 m que salen, en forma de V invertida, de la pieza metálica de la cúspide. No

sólo contribuyen a la radiación sino que sirven también de vientos y de capacidad terminal.

En 40 m, la sección de cable coaxial se presenta como un circuito resonante en paralelo y aísla, por ello, el mástil de los hilos radiadores laterales.

Se encuentra uno entonces en presencia de una antena "ground-plane" con fusta de cuarto de onda y una impedancia del orden de 40 Ω.

En 80 m, la sección de cable coaxial representa 1/8 de longitud de onda y actúa como una inductancia en serie de 50 Ω. La conjugación de este elemento con la impedancia característica de la fusta, que presenta, por una parte, una reactancia inductiva del orden de 350 Ω y, por otra parte, una capacitancia en la cúspide de 100 pF, forma un circuito resonante en 3,5 MHz, con un reparto muy uniforme de la corriente a lo largo de la fusta y una impedancia en la base del orden de 20 Ω. La fusta descansa, evidentemente, sobre una base aislante pero, siendo baja la tensión, el aislante no ha de ser de calidad superior.

La puesta a punto está libre de dificultades, si bien se observa una interacción entre los reglajes en las dos bandas. Se empieza por cortar los dos radianes de 10 m de igual longitud hasta obtener el nivel más bajo de ondas estacionarias. Después se procede del mismo modo con los dos radianes de 20 m, plegados en Z, de la banda de 80 m. Se podrá tratar de mejorar la situación actuando sobre la longitud de los hilos laterales.

El sistema de adaptación comprende una bobina L de 38 mm de diámetro interior y 35 mm de longitud, constituida por 10 vueltas de hilo de cobre de 16/10 de mm con posibilidad de tomas intermedias.

Los hilos laterales, por ser recorridos por corriente débil, pueden ser de alambre galvanizado o de cobre; igualmente los radianes serán de hilo de 10/10 de mm aislado o esmaltado, pero sus extremos siempre terminarán en un aislador.

Capítulo 4

Reacción mutua entre antenas sintonizadas

Supongamos que disponemos de dos antenas de media onda alimentadas separadamente por energías iguales y de la misma frecuencia, por ejemplo por la misma fuente. Diremos que estas antenas están alimentadas en fase cuando las corrientes tengan el mismo valor y la misma dirección en puntos situados de modo similar en las dos antenas. Si las corrientes son iguales pero circulan en sentido inverso, se dirá que las dos antenas están alimentadas en oposición de fase.

Antenas colineales y paralelas

Dos posiciones relativas de las antenas son interesantes. La primera es aquélla en la que las dos antenas son paralelas; la segunda, aquélla en la que las dos antenas están en prolongación una de otra (antenas colineales).

Si se acercan una a otra las dos antenas, la primera, encontrándose dentro del campo de la segunda, va a ser sede de una corriente inducida que se va a superponer a la corriente primitiva para dar una corriente resultante cuyo valor dependerá de la fase respectiva de las dos corrientes que la componen. La primera reaccionará del mismo modo sobre la segunda. Por razones de simetría, los efectos producidos serán exactamente iguales en las dos antenas.

Antenas alimentadas en fase

Cuando se conoce el diagrama de radiación de una antena de media onda, se imagina uno fácilmente que la reacción mutua de dos antenas situadas en prolongación una de otra será muy débil. Sin embargo, existe y se traduce en los fenómenos siguientes: el diagrama de radiación resultante de la combinación de dos antenas alimentadas en fase es más largo y más estrecho que en caso de la antena de media onda sola, lo cual aumenta la ganancia en la dirección privile-

giada (plano perpendicular a los conductores). Esta ganancia, máxima para una distancia entre antenas de una semionda, alcanza algo más de 3 decibelios. La resistencia de radiación, que es del orden de 100 Ω cuando las antenas casi se tocan, pasa por un mínimo de 70 Ω para una separación de λ/2 (Fig. 4.1).

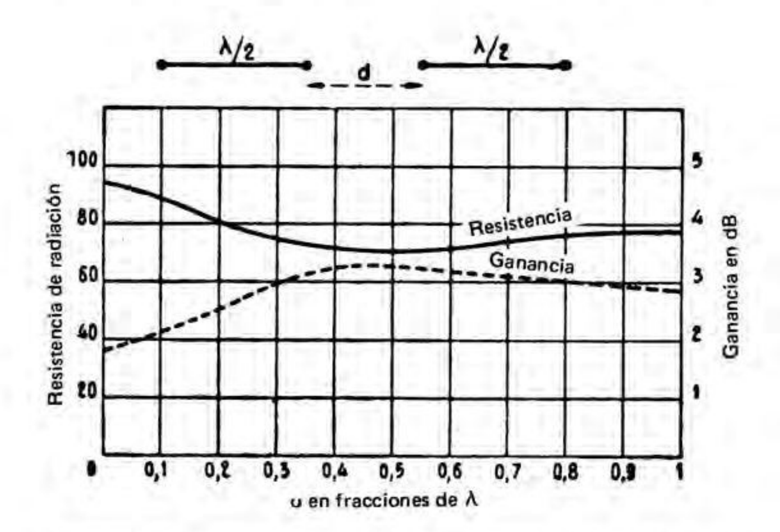


Figura 4.1. *Resistencia de radiación y ganancia en función de la distancia* d *que separa las dos semiondas.*

Antenas alimentadas en oposición de fase

No hay que confundir dos antenas de media onda en fase con una antena de onda entera, pues en las dos semiondas de una antena de onda entera alimentada en intensidad, las corrientes están en oposición de fase, es decir, circulan en sentido inverso, mientras que en las dos antenas de media onda en fase las corrientes circulan en el mismo sentido (Fig. 2.49).

En el capítulo de las antenas directivas se encontrará el medio de realizar la alimentación fase.

Cuando las antenas son paralelas, cada una está sumergida en la radiación de la otra y, por ello, la reacción mutua es mucho más importante.

Resistencia de radiación, ganancia y directividad de esta clase de antenas

Cuando las antenas están alimentadas en fase, la reacción máxima tiene lugar para una separación de 0.65 λ, unos 5/8 λ.

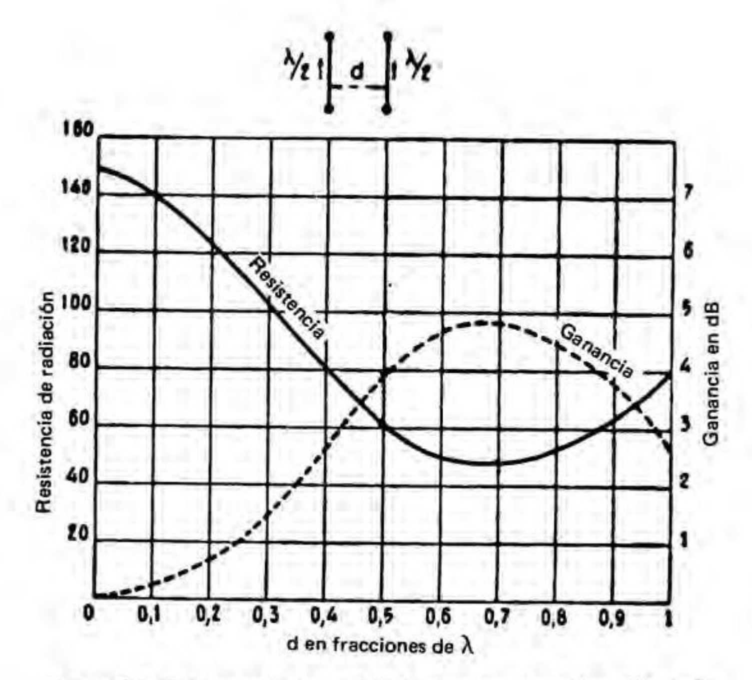


Figura 4.2. *Resistencia de radiación y ganancia en función de la distancia* d *para dos semiondas alimentadas en fase.*

La antena presenta lóbulos más puntiagudos y una ganancia en el plano perpendicular a las antenas de 5 dB, pero el efecto sobre la resistencia de radiación es también máximo para esta separación; baja hasta menos de 50 Ω.

Es un hecho completamente general.

Cuando varios elementos están situados de modo que reaccionan entre sí, la combinación que da el máximo de ganancia es la que corresponde a la resistencia de radiación mínima.

Cuando las antenas están alimentadas en oposición de fase, la ganancia máxima tiene lugar para una separación de 0,15 λ y llega a 4,5 dB (Fig. 4.3), pero la resistencia de radiación desciende hasta un valor muy pequeño, del orden de 10 Ω.

La alimentación en fase es claramente más interesante, pues sabemos que el rendimiento de una antena es función de la relación entre la resistencia de radiación y la resistencia óhmnica.

Siendo igual en los dos casos la resistencia óhmica, el rendimiento de dos antenas en fase será muy superior al de dos antenas en oposición de fase.

Supongamos, en efecto, que sean radiados 100 vatios en las dos antenas en fase y que la resistencia óhmica sea igual a 50 Ω.

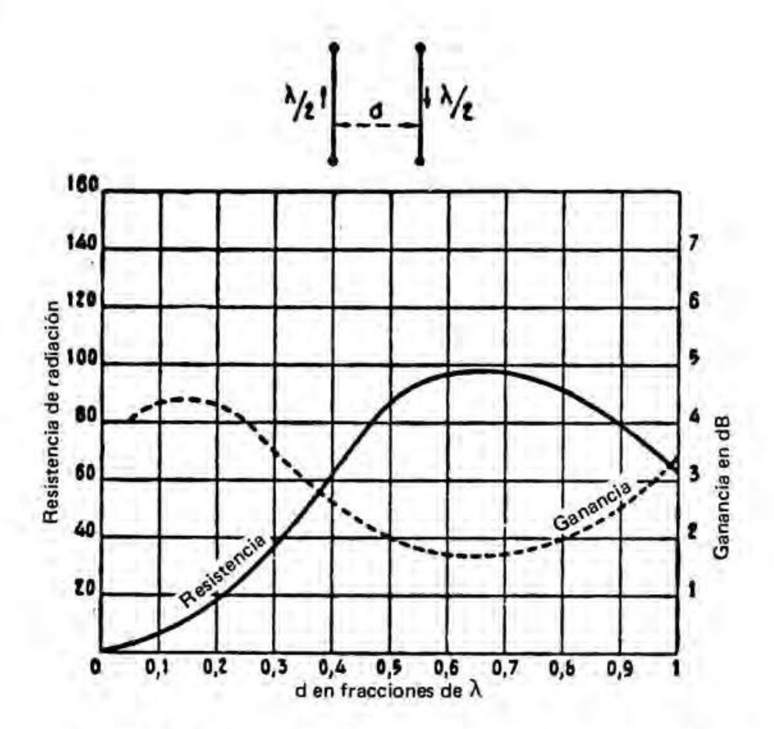


Figura 4.3. *Resistencia de radiación y ganancia en función de* d *de dos semiondas alimentadas en oposición de fase.*

La corriente en la antena será igual a 1,41 A.

La energía disipada en calor será $(1.41)^2 \times 2 = 4$ vatios.

El rendimiento será 100/104 = 96%.

Hagamos el mismo cálculo para las antenas en oposición de fase:

$$I = \sqrt{\frac{100}{10}} = 3.14 \text{ A}$$

La energía disipada en calor será $(3,14)^2 \times 2 = 20$ vatios.

El rendimiento será 100/120 = 83%.

Estos dos cálculos se han efectuado para la separación que da la ganancia máxima en los dos casos. La ganancia del primer sistema es ligeramente superior a la del segundo.

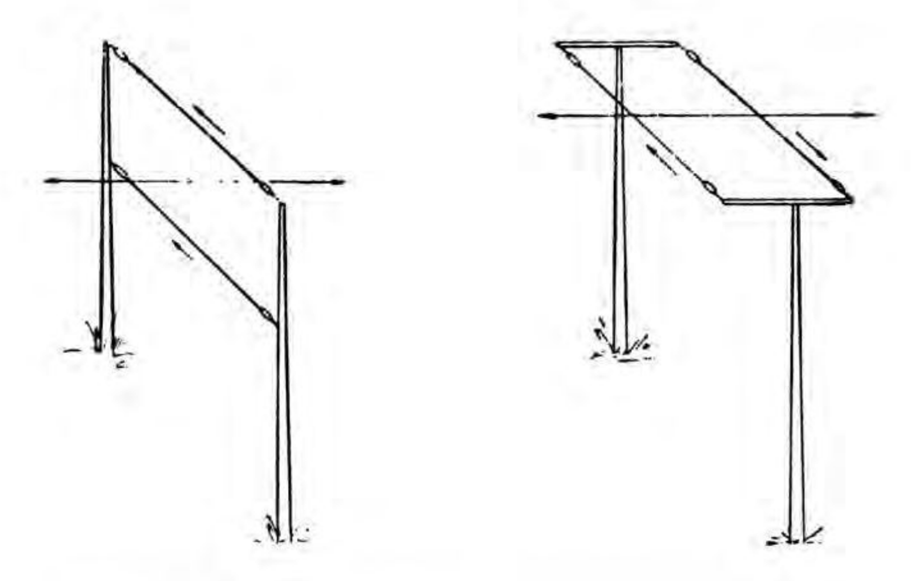
La única ventaja del segundo sistema es que, para una ganancia máxima, la ocupación de espacio es cuatro veces menor, y esto puede ser muy ventajoso si se dispone lo necesario para reducir al mínimo la resistencia óhmica, por ejemplo eligiendo conductores más gruesos.

Otro factor a tener en cuenta es la dirección de la radiación producida por el conjunto de las dos antenas.

Cuando las dos antenas paralelas están alimentadas en fase, la radiación máxima tiene lugar en un plano perpendicular al que contiene las dos antenas, mientras que si las antenas están alimentadas en oposición de fase, la radiación máxima se realiza en el plano de las antenas y perpendicularmente a ellas.

Para una radiación polarizada horizontalmente, las dos antenas alimentadas en fase se situarán una sobre otra en un plano vertical, mientras que las dos antenas alimentadas en oposición de fase se situarán una tras o otra en un plano horizontal (figs. 4.4, 5, 6, 7).

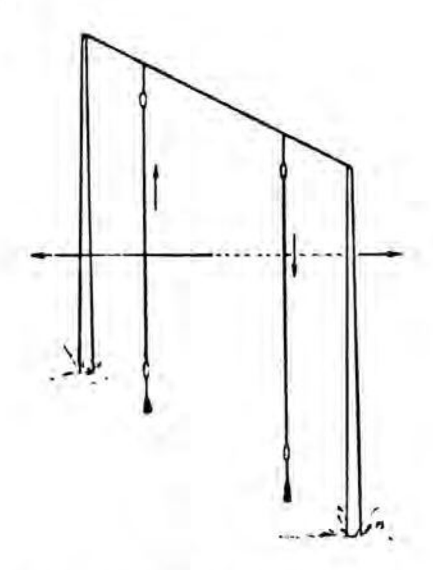
Se pueden emplear varias antenas en prolongación unas de otras o paralelamente; la ganancia aumenta entonces. Las tablas 1, 2 y 3 indican estas diferentes ganancias.

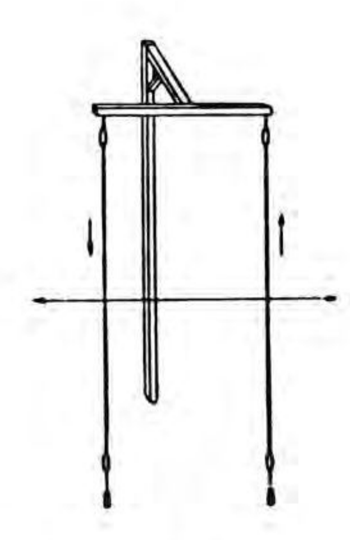


Disposición de las antenas para obtener una radiación polarizada horizontalmente.

Figura 4.4. *Antenas alimentadas en fase.*

Figura 4.5. *Antenas alimentadas mentadas èn oposición de fase.*





Disposición de las antenas para obtener una radiación polarizada verticalmente.

Figura 4.6. *Antenas en fase. (Las dos flechas se dirigen hacia arriba.)*

Figura 4.7. *Antenas en oposición de fase.*

Tabla 1. Antenas situadas en prolongación una de otra con un intervalo muy pequeño entre las mismas y alimentadas en fase. Ganancia en función del número de semiondas

Número de semiondas	2	3	4
Ganancia en dB.	1,9	3,2	4,3

Tabla 2. Antenas semiondas paralelas alimentadas en fase. Ganancia en función del número de semiondas

Número de semiondas paralelas	2	3	4	5	6
Ganancia para una separación de 1/2 λ	4	5	6	7	8
Ganancia para una separación de 3/4 λ	4,5	7	8,5	10	11

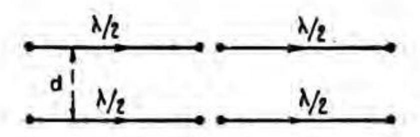


Fig. 4.8.

Tabla 3. Ganancia de cuatro semiondas dispuestas según la Figura 4.8 alimentadas en fase, en función de la distancia d

d	0,375 λ	0,5 λ	0,625 λ	0,75 λ
Ganancia.	4,4	5,9	6,7	6,6

Capítulo **5**

Diagramas de radiación

Diagramas de antenas en función del número de semilongitudes de onda. Diagramas en los distintos planos

La radiación de una antena no tiene lugar de modo uniforme en el espacio que la rodea. Si en una esfera que tenga por centro la antena se mide en cada punto la intensidad del campo radiado, se obtiene un sólido cuya sección por un plano que pase por el centro se llama *diagrama de radiación en dicho plano.* Así, la radiación de una antena de media onda está representada por toro (Fig. 5.2) cuyo diámetro interior es nulo y que estaría engendrado por un círculo (o aproximadamente) tangente a la antena y que girase en torno a ella como eje (Fig. 5.1).

Si la antena de media onda es horizontal y está aislada en el espacio, es decir, prácticamente a 2 ó 3 λ por encima del suelo, su sólido de radiación cortado por un plano horizontal que contengan la antena tendrá la forma de dos círculos

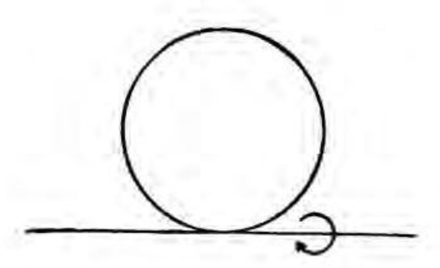


Figura 5.1. *El diagrama de radiación de una antena semionda horizontal se obtiene haciendo girar un círculo alrededor de una tangente.*

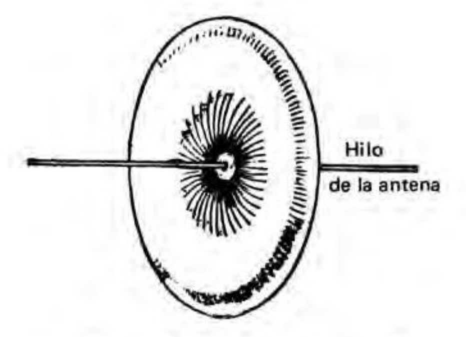


Figura 5.2. *Toro que representa la radiación de una antena semionda horizontal.*

tangentes a la antena, y las rectas tales como AB expresan la ganancia relativa en la dirección AB. Esta sección por un plano horizontal da el *diagrama de radiación en el plano horizontal,* que nos muestra que la intensidad de la radiación es nula en la dirección del hilo y máxima en la perpendicular al hilo.

Si cortamos el sólido de radiación, en la especie de toro de la figura 5.2, por un plano vertical perpendicular a la antena y que pase por su centro, se obtiene una sección que se llama *diagrama de radiación en el plano vertical.*

Para la antena de media onda horizontal, es un círculo. La radiación es, pues, uniforme en un plano perpendicular a la antena.

Parecerá que este segundo diagrama no tiene interés para una antena horizontal porque da indicaciones sobre la radiación hacia el suelo y hacia el cielo; sin embargo, permite que nos demos cuenta de que la radiación se dispersa en zonas en las que es inutilizable.

Al examinar el sólido de la Figura 5.2 se ve que, en la dirección del hilo, la radiación es nula siguiendo la horizontal, pero que sí existe en las direcciones en ángulo con el hilo (véase la sección del toro por un plano vertical que contiene la antena, Figura 5.4).

Para una antena de media onda situada verticalmente y alejada del suelo, el diagrama de radiación en el plano horizontal es un círculo, y en el plano vertical que contiene la antena es el de la Figura 5.3 de la antena horizontal.

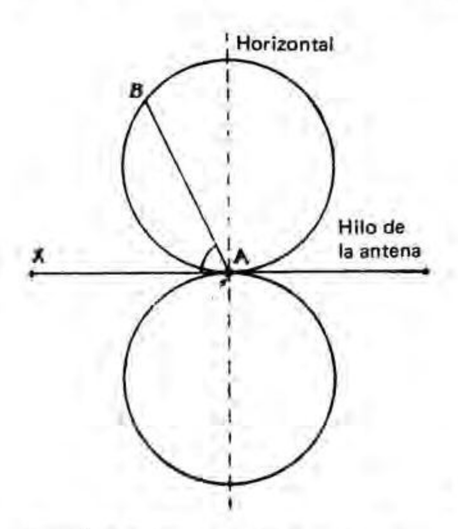


Figura 5.3. *Sección del toro en un plano horizontal que pasa por la antena. La radiación es nula en la dirección del hilo.*

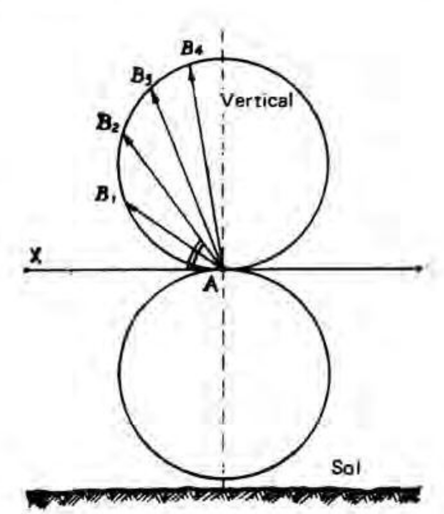


Figura 5.4. *Sección del toro en un plano vertical que contiene la antena. La radiación no es nula en la dirección del hilo. Disminuye con el ángulo de radiación XAB.*

La antena de media onda vertical tiene, pues, una radiación más favorable desde el punto de vista utilitario que la antena horizontal. Su radiación uniforme en el plano horizontal hace de ella la antena soñada para radiodifusión. Por desgracia, para las ondas medias es demasiado larga para ser realizada prácticamente.

La proximidad del suelo modifica los diagramas de radiación y la longitud de la antena. Las Figuras 5.5, 5.6, 5.7, 5.8 y 5.9 dan los diagramas de radiación en

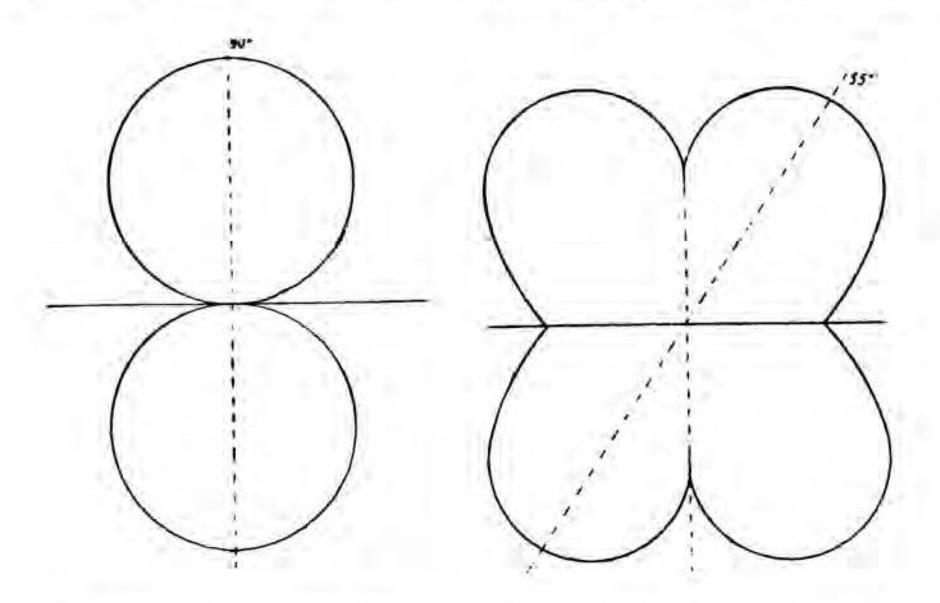


Figura 5.5. *Diagrama de radiación de una antena semionda.*

Figura 5.6. *Diagrama de radiación de una antena de onda entera.*

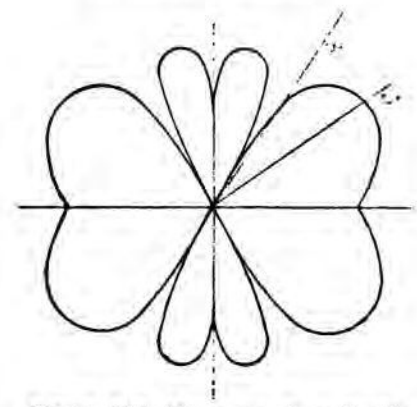


Figura 5.7. *Diagrama de radiación de una antena de dos ondas.*

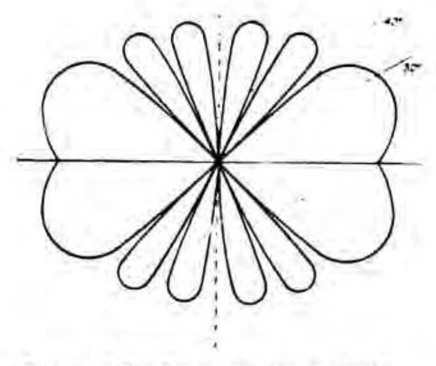


Figura 5.8. *Diagrama de radiación de una antena de cuatro ondas.*

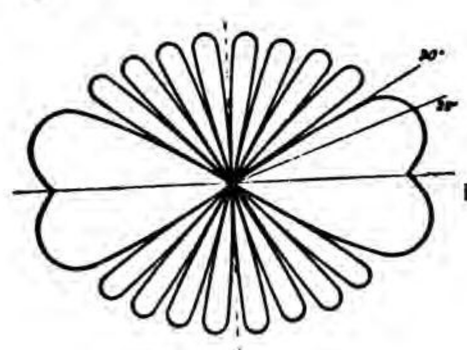


Figura 5.9. *Diagrama de radiación de una antena de cinco ondas.*

el plano horizontal de las antenas de media onda, onda entera, doble onda, cuatro ondas y cinco ondas, horizontales.

La antena de onda entera tiene cuatro direcciones de radiación máxima, contra dos que tiene la de media onda. Las direcciones de radiación máxima varían, pues, según que la antena funcione en su onda fundamental o en sus armónicos.

Ganancia de una antena

Toda antena es directiva y presenta una o varias direcciones de radiación máxima (en la antena vertical, en el plano horizontal lo son todas las direcciones).

Para la antena de media onda horizontal, la dirección favorecida es la perpendicular a la antena.

La ganancia de una antena es la relación que existe entre el campo medido en la dirección de radiación privilegiada y el que daría una antena que sirve de referencia, situada en el mismo sitio y radiando la misma potencia. El campo se mide en voltios por metro. La razón de los campos da la ganancia en tensión. El cuadrado de esta razón es la ganancia en potencia. Se expresa en general en decibelios (véase la tabla al final de este libro). Aumentar la ganancia de una antena supone concentrar las radiaciones, dispersas en todos los azimutes, en un ángulo sólido restringido.

La ganancia en una dirección se obtendrá en detrimento de la radiación en otra dirección. Ello no tiene nada que ver con el rendimiento de la antena. Si una antena radia 100 vatios repartidos en todas direcciones, la intensidad del campo en cada punto será menos intensa que si estos 100 vatios estuvieran concentrados en un haz estrecho y se midiera el campo en el interior de este haz.

Se toma a menudo la radiación de la antena de media onda como base de comparación. Una antena que tenga, con relación a una de media onda, una ganancia de 20 decibelios, dará en la dirección privilegiada una ganancia en ten-

sión de 10 y en potencia de 100, y equivaldrá, sólo para la dirección privilegiada, a una antena de media onda que radie una potencia 100 veces mayor.

En el capítulo de las antenas directivas veremos cómo se pueden obtener antenas de gran ganancia. La superposición de los diagramas de radiación dará una representación concreta de la ganancia.

En televisión, los diagramas de radiación de las antenas receptoras en los planos verticales y horizontales dan indicaciones muy valiosas sobre el comportamiento de estas antenas y sus aptitudes para captar la señal deseada y para eliminar señales perturbadoras eventuales.

Capítulo 6

Las antenas directivas

Ventajas de las antenas directivas

En el capítulo 5 hemos definido la ganancia de una antena, que resulta de la mayor o menor concentración de la radiación en ciertas direcciones. Para un emisor de radiodiofusión regional o de televisión, la directividad de la antena es un defecto. La radiación tiene que realizarse uniformemente en todas direcciones para que ninguna de las regiones que rodean al emisor quede desfavorecida en la recepción.

Por el contrario, para la recepción de una sola estación de televisión o de radiodifusión, puede ser muy ventajoso utilizar una antena receptora directiva.

En las transmisiones en ondas cortas destinadas a regiones del mundo muy definidas, la ventaja de las antenas directivas es considerable, pues estas antenas permiten obtener en la dirección elegida el mismo campo que el que sería producido por un emisor 10 a 100 veces más potente que utilizase una antena omnidireccional.

Para los aficionados emiosres cuya potencia de emisión está reglamentada y limitada a un valor muy bajo, la perspectiva de aumentar de modo ficticio esta potencia sin ir en contra de los reglamentos no les deja indiferentes. Pero como están interesados por regiones situadas en los cuatro puntos cardinales, su antena directiva tendrá que hacerse orientable para colmar sus deseos.

Es difícil, sin embargo, construir una antena orientable cuyos elementos sobrepasen los 10 metros, y por ello estas antenas sólo son utilizables para frecuencias superiores a 14 MHz. No obstante, es posible construir antenas directivas *fijas,* por ejemplo bidireccionales, y orientadas para llegar a las regiones en las que el tráfico sea más interesante, o incluso emplear antenas giratorias con elementos acortados.

6

Directividad

La directividad se expresa a menudo por el ángulo cuya bisectriz es la dirección de radiación máxima y en cuyo interior la ganancia en potencia no desciende por debajo de la mitad de la ganancia máxima. Esta disminución de la ganancia corresponde a 3 dB. Si la antena tiene una ganancia de 14 dB, el ángulo en el que la ganancia está comprendida entre 8 y 11 dB da la directividad de la antena. Este ángulo expresa en definitiva el grado de estrechez del lóbulo principal del diagrama de radiación.

La ganancia se obtiene, como ya hemos dicho en el Capítulo 5, por comparación con la antena de media onda.

Antenas largas

Cuando una antena tiene una longitud que representa un número cada vez mayor de longitudes de onda, se comprueba que acusa una directividad cada vez más marcada en direcciones próximas a la del hilo (véanse las Figuras 5.5 a 5.9).

La Figura 6.1 muestra la ganancia obtenida en función del número de longitudes de onda.

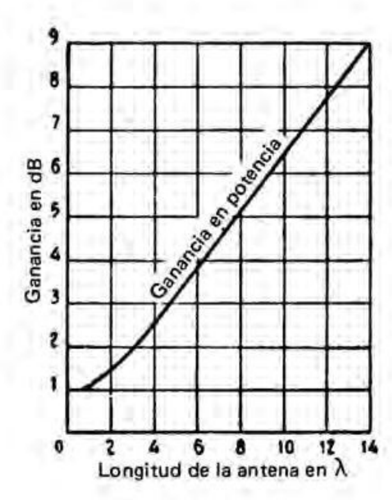


Figura 6.1. *Ganancia de una antena larga comparada con una de semionda.*

Esta ganancia puede llegar a 9 dB para una longitud de 14 λ. En la práctica, sin embargo, la ganancia no es tan grande, pues el gran desarrollo de estas antenas ocasiona pérdidas por fugas hacia el suelo debidas a la capacidad antena-tierra. Se pueden combinar antenas largas en V o en rombo.

Antena en V

La antena en V debe su nombre a su forma. Está constituida por dos antenas que tienen una longitud igual a una o varias longitudes de onda y forman entre ellas un ángulo agudo u obtuso. La alimentación se efectúa en el vértice del ángulo o en el extremo de uno de sus lados.

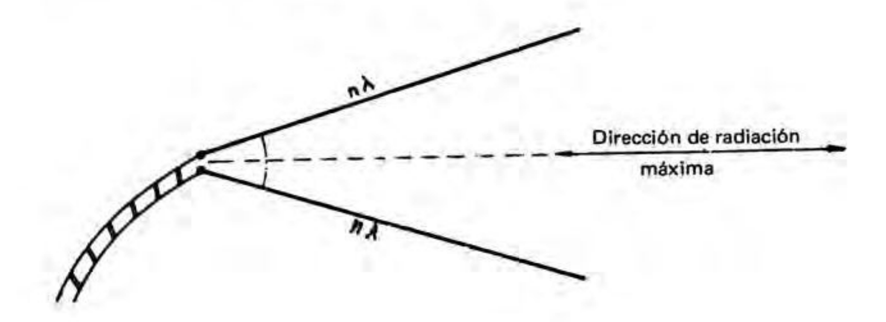


Figura 6.2. *Antena en V (1er tipo).*

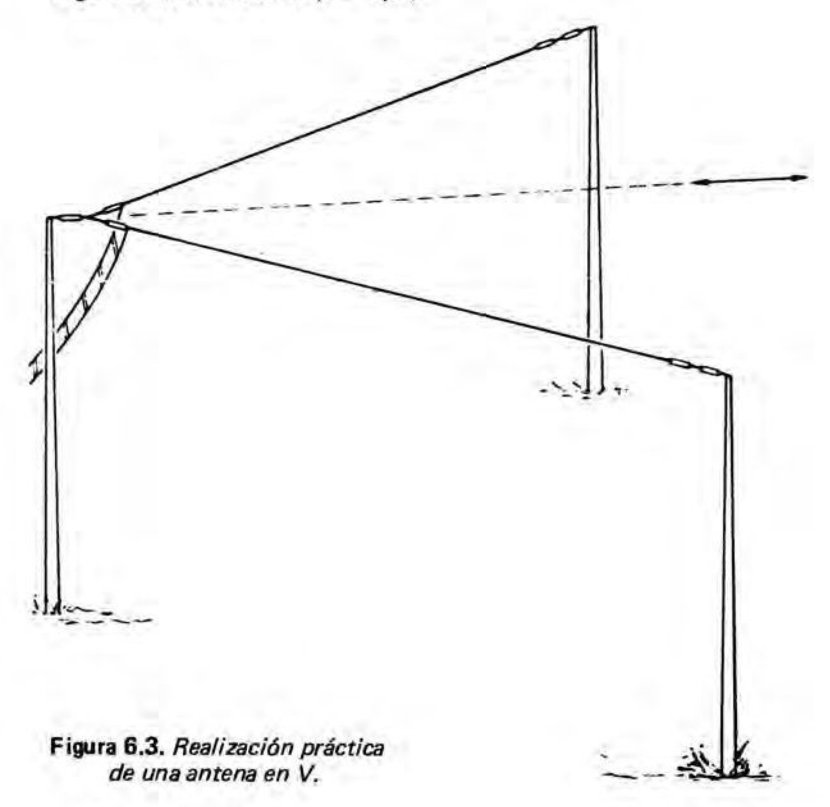


Figura 6.3. *Realización práctica de una antena en V.*

Antena en V alimentada en el vértice

El ángulo no se elige al azar, sino de tal modo que la combinación de los diagramas de radiación de las dos antenas dé el máximo de ganancia en el plano bisector de la V.

Como las antenas de media onda, onda entera, doble onda, etc., no tienen los mismos diagramas de radiación, el ángulo de abertura de la V variará con la longitud de sus lados.

Si se elige el ángulo de la V de modo que sea el doble del que forman los lóbulos principales del diagrama de radiación de cada antena y si se alimentan las dos antenas en oposición de fase, la combinación de la radiación en la dirección perpendicular a la bisectriz del ángulo produce un refuerzo de la radiación en la dirección de la bisectriz. De ello se obtiene una ganancia, puesto que hay un aumento de radiación en una dirección privilegiada.

Sabemos que cuanto más larga es una antena, mayor es su directividad en la dirección del hilo y más pequeño es el ángulo formado por los lóbulos principales. Estando el ángulo de la V en relación directa con aquél, disminuirá también con el alargamiento de los dos lados de la V.

Tabla que da el ángulo óptimo y la ganancia correspondiente de una antena V en función de la longitud de cada lado de la V

Número de λ en cada lado de la V	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Angulo óptimo	90°	70°	60°	50°	45°	40°	37°	35°	33°	31°
Ganancia correspondiente en dB	3	4,5	6	7	8	9	10	11	12	13

La alimentación de los dos ramales de la V en oposición de fase es fácil; basta conectar cada conductor de una línea de hilos paralelos al extremo respectivo de cada ramal de la V en el vértice de ésta.

La resistencia de radiación es del orden de magnitud de la de una antena de media onda, pero hay que observar que la alimentación se hace, no en un vientre de intensidad sino en un vientre de tensión, y que la impedancia en el punto de alimentación es relativamente grande.

Existe otra forma de V que es, en definitiva, una antena larga que hace un codo en el centro. Eligiendo convenientemente este ángulo se llega también a combinar los lóbulos del diagrama de cada media antena para hacer concordar sus efectos en una dirección privilegiada, que será perpendicular a la bisectriz



Figura 6.4. *2º tipo de antena en V.*

del ángulo. En esta antena en V el ángulo es obtuso e igual a 180° menos el ángulo de una V ordinaria que tuviera los lados iguales a la mitad de aquélla.

Así, si la antena tiene una longitud de 8 λ, resulta 4 λ por media antena, estando el codo en el centro. La tabla nos da para 4 λ un ángulo de 50°; el ángulo obtuso del codo tendrá, pues, un valor de:

$$180^\circ - 50^\circ = 130^\circ$$

Esta antena será alimentada en el extremo, como la antena Zeppelin.

Estos dos tipos de antenas en V son bidireccionales.



Figura 6.5. *Antena en V (antena larga acodada en el centro).*

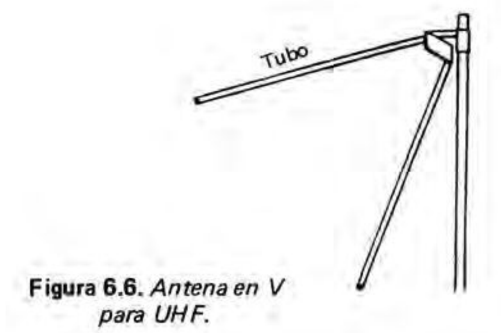


Figura 6.6. *Antena en V para UHF.*

En muy altas frecuencias, se las puede convertir en unidireccionales empleando un reflector, también en V, y superponer varias antenas en V. En los EE.UU. se utiliza mucho este tipo de antena para la recepción de la televisión.

La antena en V se puede utilizar en varias bandas. Es evidente que la alineación de los lóbulos sólo será perfecta en una banda; sin embargo, si los lados de la V son suficientemente largos para la longitud de onda más larga que se utiliza, los resultados serán convenientes en las distintas bandas. En cuanto se alcanzan lados de 4 λ de largo, el ángulo varía muy lentamente.

Para los aficionados que deseen emplear una V en 40, 20 y 10 m, los lados de la V habrán de tener una longitud de 80 m como mínimo, de preferencia 120 m e incluso 160 si es posible. El ángulo se elegiría para dar una ganancia máxima en 20 m. Así, con brazos de 80 m, la V tendría un ángulo agudo de 50°.

La antena en V del segundo tipo, de ángulo obtuso, es menos sensible que la del primero a la variación de frecuencia, pero tiene menos ganancia para igual longitud de hilo utilizada.

Antenas en rombo

La antena en rombo tiene la forma de un rombo y puede ser considerada como dos antenas en V del primer tipo opuestas, o dos antenas en V del segundo tipo situadas una al lado de otra. El ángulo de la V del primer tipo o el ángulo de la V del segundo tipo, que suman 180°, se determinan de tal modo que la combinación de los lóbulos dé el máximo de ganancia en la dirección de la diagonal mayor.

Se puede hacer unidireccional esta antena uniendo por una resistencia adecuada los dos extremos en el vértice del ángulo agudo opuesto a aquél en el que se realiza la alimentación. Esta resistencia da, además, a la antena la propiedad de no ser ya selectiva y de poder funcionar en frecuencias en relación de 1 a 4, es decir, por ejemplo en las frecuencias de 7, 14, 21 y 28 MHz, sin que la longitud de los lados del rombo sea crítica y sin cambiar el modo de alimentación

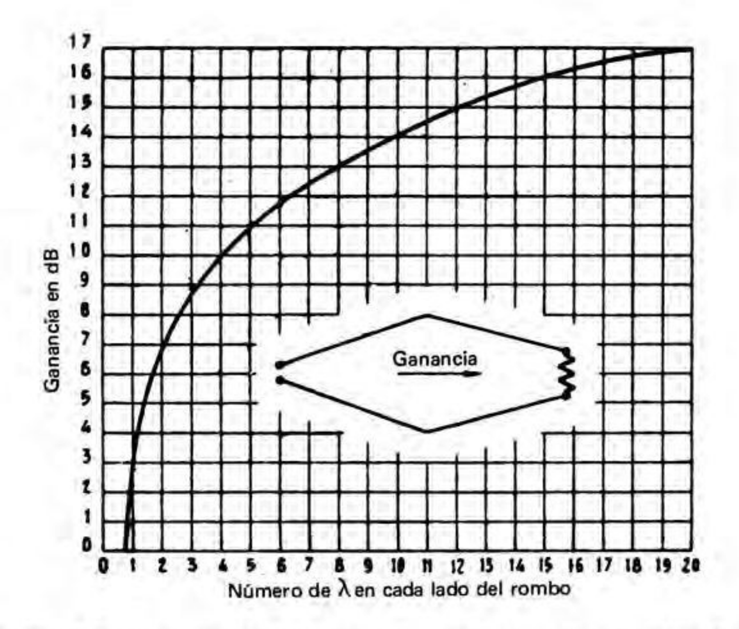


Figura 6.7. *Ganancia de una antena en rombo unidireccional en función de la longitud de los lados.*

que, una vez determinado, funcionará en todas las bandas sin modificación práctica de la adaptación.

La resistencia terminal consume un tercio de la potencia enviada a la antena; no obstante, cuando se tiene sitio para establecerla, esta antena da una ganancia considerable que varía, por supuesto, con la longitud de hilo desplegada.

Así, una antena en rombo que tenga lados de 20 longitudes de onda tendrá una ganancia de 17 dB, habida cuenta de los 3 dB perdidos en la resistencia terminal. Ello quiere decir que dará en la dirección privilegiada la misma señal que produciría una antena de media onda alimentada por una potencia 50 veces mayor.

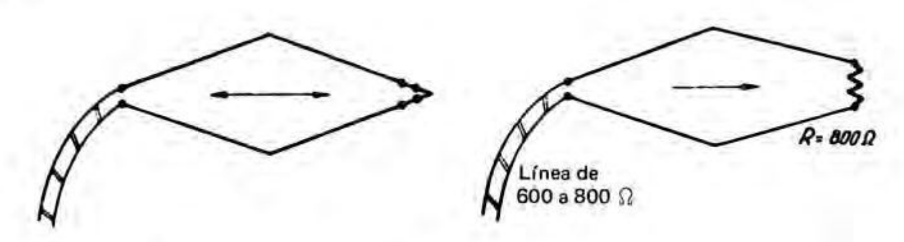


Figura 6.8a. *Antena en rombo bidireccional.*

Figura 6.8b. *Antena en rombo aperiódica y unidireccional.*

Hay que observar que una tal antena requiere un espacio considerable. Para la banda de aficionado de los 10 m, ello representa una longitud de 200 m para cada lado del rombo, lo que da una diagonal de cerca de 300 m. Es prácticamente irrealizable por un aficionado. Pero se puede obtener, no obstante, una ganancia de 10 dB en la banda de 10 m con lados de 40 m, lo cual sólo necesita un espacio de unos 60 m.

Esta antena, además de la ocupación de espacio, tiene el inconveniente de no poder emitir más que en una sola dirección. Para una estación comercial que tenga que efectuar un tráfico determinado en una dirección fija, será perfecta; pero para un aficionado que tenga objetivos en todos los azimutes, pierde mucho interés. Se la utiliza, sin embargo, en las frecuencias muy altas, del orden de 600 MHz, pues en estas frecuencias los lados de 3 m representan 6 longitudes de onda, y a la antena se la puede hacer giratoria.

La resistencia terminal deberá ser no-inductiva. Se podrán emplear resistencias aglomeradas al carbono cuya potencia sea la mitad de la suministrada por el emisor. Así, si el emisor entrega una potencia en HF de 100 vatios, se utilizará una resistencia que pueda disipar 50 vatios. La Figura 6.9 muestra el medio práctico de efectuar la terminación de la antena. Un valor conveniente es el de 800 Ω realizado por la combinación de dos resistencias de 400 Ω en serie.

Habrá que establecer la antena en rombo sobre un suelo llano y desprovisto de obstáculos y arreglárselas para que no haya ningún obstáculo, edificio elevado, colina, en la dirección privilegiada de radiación de la antena.

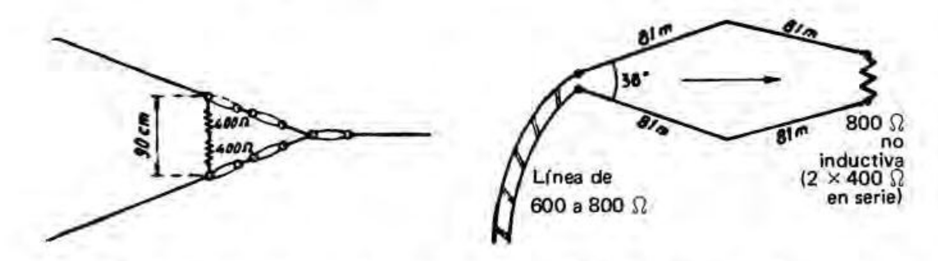


Figura 6.9. *Dibujo que indica la manera de conectar las resistencias terminales.*

Figura 6.10. *Antena para bandas de 40, 20, 15 y 10 m.*

Todas las antenas en V, en rombo, antenas largas, tienen el defecto de perder algo de su energía en el suelo, a causa de su gran desarrollo por encima del mismo y de la capacidad que de ello resulta. Para minimizar este efecto habrá que situar la antena a unos quince metros de altura.

En el Capítulo 4, que trata de las reacciones mutuas de antenas de media onda alimentadas, hemos visto que estas combinaciones permiten obtener un aumento de la directividad y, por tanto, una ganancia respecto a una antena de

media onda sola que radie la misma potencia. Remitimos al lector a dicho capítulo para el tema de la ganancia que se puede esperar de las diversas combinaciones. Recordemos que, cualquiera que sea el número de antenas de media onda alimentadas, la potencia radiada por el conjunto se supone que es la misma que la que radiaría, ella sola, la antena de media onda de comparación. Sin esto, el término ganancia no tendría sentido. Vamos a mostrar los medios prácticos de alimentar estas antenas en fase o en oposición de fase.

Antena rómbica acortada (14-21-28 MHz) (Antena T2FD)

Esta antena, en su forma clásica, está poco extendida en el mundo de los aficionados pero, en cambio, es muy estimada en las estaciones oficiales que transmiten en direcciones fijas y disponen de mucho espacio despejado.

Es conocido bajo la forma, antes descrita, de un rombo alimentado en una de sus puntas y cerrado en la opuesta sobre una resistencia no inductiva, de valor sensiblemente igual a la impedancia en el punto de alimentación. Los lados del rombo, todos iguales, miden cada uno varias longitudes de onda, por lo que se puede esperar una ganancia muy importante, superior a la de una antena Yagi de cinco elementos. Así una antena rómbica de 60 m de lado da una ganancia de 10 dB en 14 MHz, 11 dB en 21 MHz, y 12,5 dB en 28 MHz. Podemos soñar, pero la práctica, salvo situaciones geográficas excepcionales, obliga a más realismo. Con este espíritu se ha aplicado el principio de la antena a un aéreo más reducido, conocido bajo el nombre de T2FD, que funciona con la presencia de la tierra, pero sin estar unido a ella, en las bandas de 10, 15 y 20 metros.

La forma de la antena se lleva a la de un rectángulo muy estrecho dispuesto verticalmente y cuya base se sitúa a 50 cm de un suelo buen conductor, como se muestra en la Figura 6.11. La resistencia media es de 440 Ω y no debe bajarse, pues se reduciría la banda de frecuencias cubierta. La parte del hilo, resistencia incluida, mide muy exactamente 7,10 m y consiste en dos hilos desnudos esmaltados de 15/10 de mm tensados a 30 cm uno de otro. El segundo hilo está abierto en su centro exacto para insertar en él un balun de relación reductora 1/4 ó 1/6, que permite la alimentación por un cable de 75 ó 50 Ω. El bucle así constituido solo es sede de ondas progresivas con reparto constante de las corrientes. Es la banda de 21 MHz en la que se observa el mejor rendimiento, siendo la antena entonces de media onda. Si se utiliza la antena solamente en recepción, la resistencia terminal puede ser de baja disipación. Por el contrario, en el caso de un empleo en emisión, la antena está recorrida por una corriente importante y la resistencia debe poder soportar y disipar la mitad de la potencia-cresta.

La influencia de la tierra como espejo de la antena es determinante. Se obtienen resultados satisfactorios extendiendo algunos kilogramos de sal sobre un suelo húmedo. Como no hay ninguna unión con el suelo, es mucho menos de temer el BCI-TVI. Si el rendimiento de esta antena no es excepcional, al menos tiene la ventaja de ser tribanda a pesar de su pequeño desarrollo.

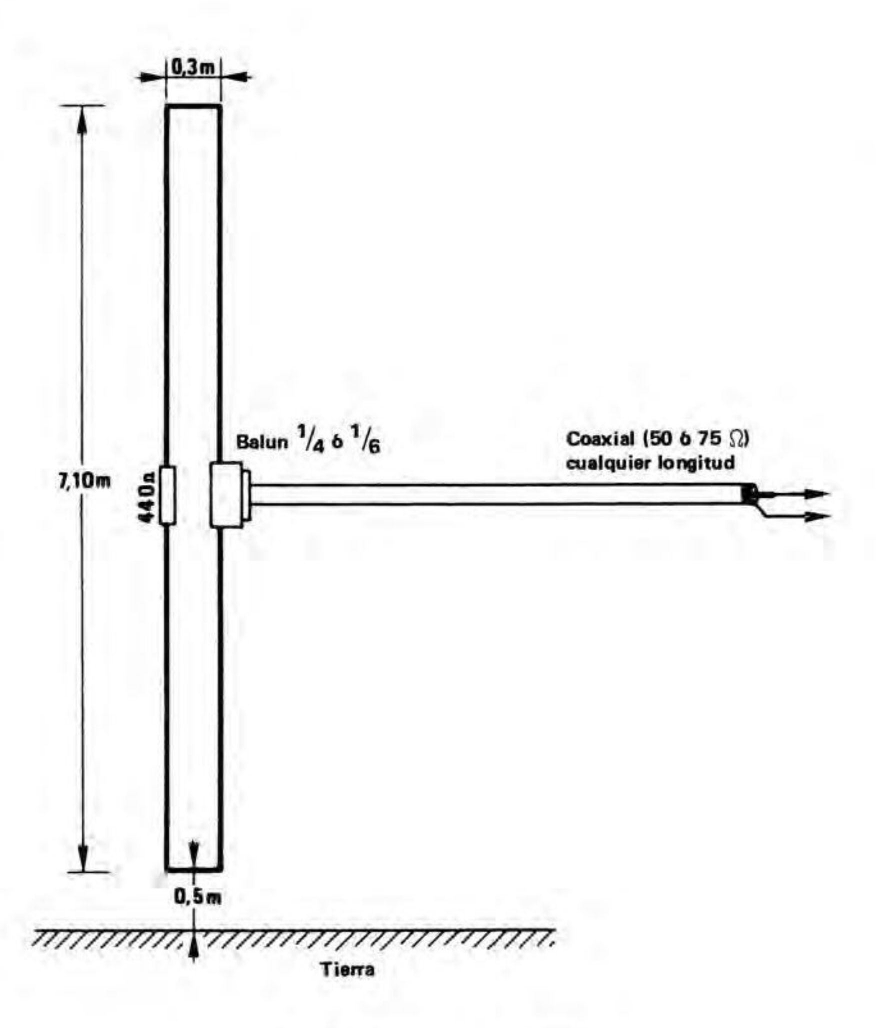


Figura 6.11. *La antena T2FD.*

La antena W3HH, todas bandas, omnidireccional

Es una variante de la antena precedente, pero que, con dimensiones más importantes y una inclinación diferente, cubre una banda muy ancha sin presentar prácticamente directividad marcada.

No se trata de una novedad. No obstante, con las bandas de 10,1, 18 y 24,8 MHz (30, 16 y 12 m) ya autorizadas a los aficionados, este tipo de antena *aperiódica* se va a poner al orden del día, no estando estas nuevas bandas de frecuencias en relación armónica con las antiguas.

Se trata de la antena ideada por el aficionado americano W3HH, que se deriva de la precedente en la forma (T2FD) y que presenta las particularidades muy

interesantes siguientes: no es directiva en la recepción ni en la emisión, radiando la energía en HF de igual modo en todos los sentidos; es multibanda por excelencia porque es aperiódica.

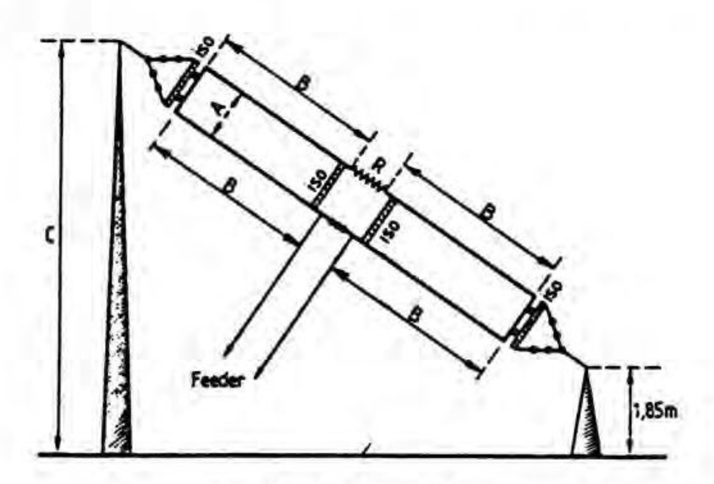


Figura 6.12. *Antena W3HH.*

La antena W3HH está esencialmente constituida por un dipolo plegado, alimentado por una línea bifilar de cualquier longitud y de 600 Ω de impedancia característica. Además, en el centro del ramal opuesto a la alimentación del dipolo plegado, está intercalada una resistencia R (Fig. 6.12). Esta resistencia ha de ser obligatoriamente del tipo "no inductivo" (o sea al carbono aglomerado); de su valor depende la impedancia de la línea bifilar de alimentación. Así, para una línea de 600 Ω, el valor óptimo de R es de 650 Ω; en cambio, si se prefiere utilizar una línea del tipo de 300 Ω, la resistencia R será de 390 Ω. Además, esta resistencia debe poder disipar una potencia igual al 35% de la potencia "input" (o potencia de alimentación) del paso PA del emisor. Prácticamente, los hilos no "tiran" de la resistencia, como lo muestra la figura: se intercala un aislador sobre el que obra la tracción, y la resistencia se monta en paralelo, soldada a los hilos. Además y con objeto de obtener una radiación igual en todas las direcciones, la antena debe estar inclinada con relación al suelo (unos 30°).

Aunque es multibanda por excelencia, funcionando el sistema como aperiódico, la razón de la frecuencia más alta a la frecuencia más baja a transmitir no debe exceder de 5 a 6.

Damos a continuación las dimensiones de esta antena:

1°) para todas las frecuencias comprendidas entre 3,5 y 17,5 MHz:

A = 0,86 m, B = 14,24 m y C = 17 m.

2º) para todas las frecuencias comprendidas entre 7 y 35 MHz:

A = 0,455 m, B = 7,12 m y C = 9,75 m.

En ambos casos, la parte más baja de la antena se sitúa a 1,85 metros del suelo aproximadamente.

La antena plegada y la línea de alimentación están realizadas de hilos de cobre esmaltado de 20/10 de mm. La separación entre los dos hilos paralelos del feeder de alimentación debe ser de 14 cm para una línea de 600 Ω de impedancia.

De un modo general, se pueden calcular las dimensiones A y B mediante las fórmulas siguientes:

$$A = \frac{3}{F}$$

$$B = \frac{50}{F}$$

A y B en metros para F en MHz (la frecuencia más baja a radiar).

Pruebas efectuadas por la U.S. Navy han demostrado que esta antena da una ganancia de 4 a 6 dB respecto a una antena Zeppelin o a una media onda clásica.

Ultimo dato para los curiosos: a pesar de las bandas muy anchas de frecuencias que puede transmitir este aéreo, la relación de ondas estacionarias en el feeder varía entre 1,4 y 2,6, según la frecuencia radiada.

En cuanto a la resistencia R necesaria en cada caso (650 ó 390 Ω), se la realiza, según la potencia requerida, por un agrupamiento en paralelo de varias resistencias ordinarias al carbono del tipo 2 W. Por ejemplo, para obtener una resistencia de 650 Ω y 40 W, basta montar 20 resistencias de 33 kΩ (tolerancia ± 5%) tipo 2 W en paralelo. El grupo se coloca después en una caja estanca de materia plástica.

Antenas en prolongación o colineales

Dos antenas de media onda sucesivas están normalmente en oposición de fase. Para ponerlas en fase hay que intercalar un sistema que permita producir un retraso de 180º. Una antena de media onda cumple muy bien este cometido; para que no radie se la plegará sobre sí misma y presentará la forma de una línea cerrada de cuarto de onda. También se pueden considerar las dos antenas de media onda en fase con su cuarto de onda puesta en fase como una antena de 3 $\lambda/2$ de la que se hubiera plegado la media onda central (Fig. 6.13). La resistencia de radiación de este tipo de antena es casi igual a tantas veces la de una de media onda como semiondas tenga la antena.

Una antena colineal hecha de 3 de media onda tiene una resistencia de radiación próxima a tres veces 70 Ω, o sea unos 200 Ω.

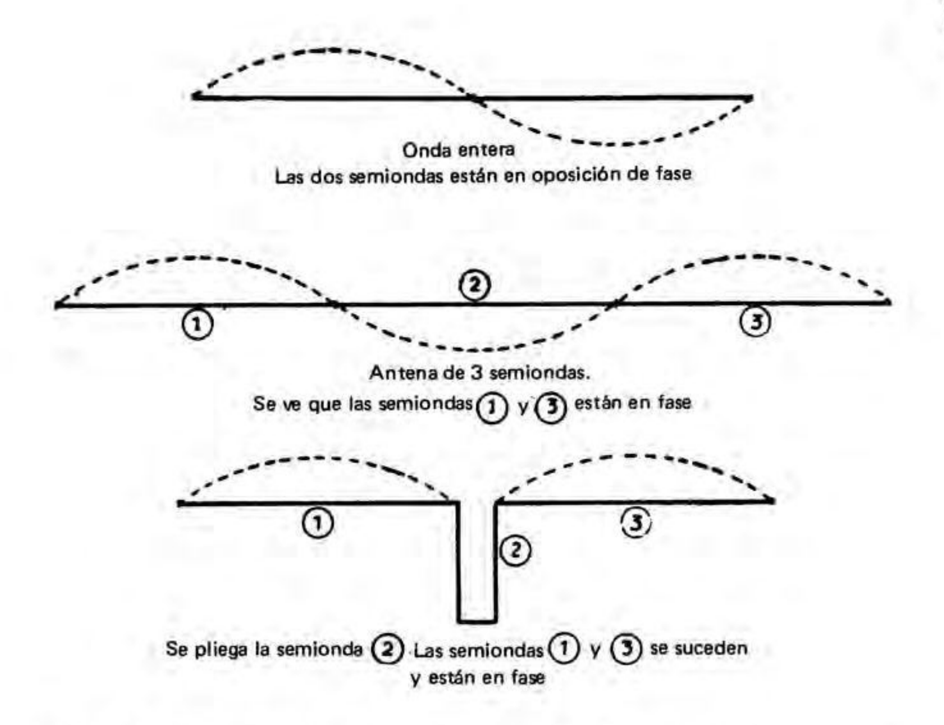


Figura 6.13. *Antena de onda entera, antena de tres semiondas y transformación de ésta última.*

Si existe un número impar de λ/2, se alimentará en el centro de la media onda central (Fig. 6.14).

Si existe un número para de λ/2, se alimentará en el centro de la antena prolongando el cuarto de onda central.

La alimentación se hace entonces en tensión, con alta impedancia.

Se podrían sustituir los cuartos de onda de desfase por circuitos-tapones sintonizados en la frecuencia de resonancia de la antena, pero este sistema

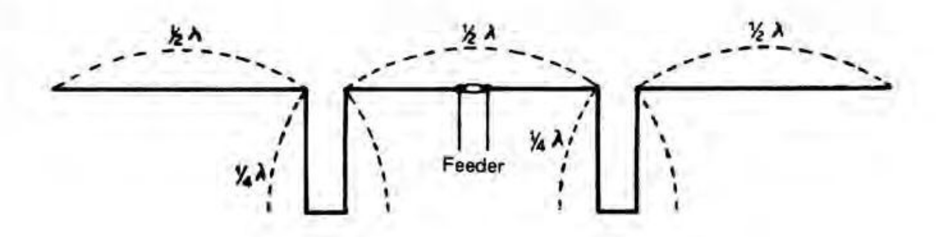


Figura 6.14. *Antena de tres semiondas en fase*

obliga a proteger de la intemperie la capacidad y la inductancia que constituyen el circuito.

Se puede aumentar la ganancia situando reflectores detrás de las semiondas (Fig. 6.15).

Dada la alta impedancia de este sistema de antenas, está muy indicada la alimentación por línea de hilos paralelos.

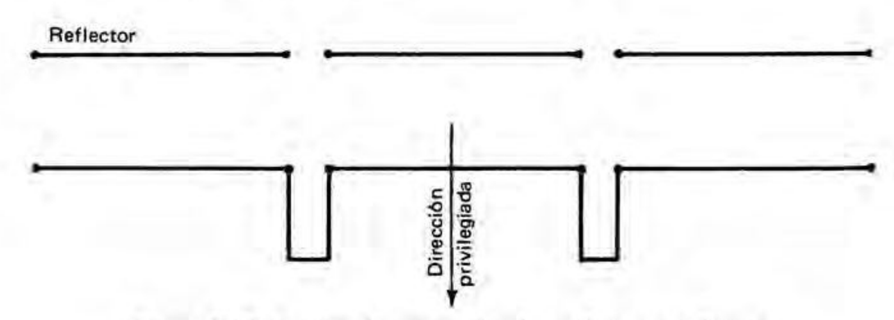


Figura 6.15. *Antena de tres semiondas en fase con reflector.*

Antenas paralelas alimentadas en fase

En el sistema precedente no se podía aprovechar la máxima ganancia que es posible obtener de antenas colineales porque, cuando las semiondas están alejadas unas de otras, la puesta en fase resulta difícil de realizar prácticamente, mientras que es fácil cuando las antenas están próximas.

En el sistema de antenas paralelas alimentadas en fase, la ganancia máxima tiene lugar para una distancia de $5/8\ \lambda$ entre semiondas. Ahora bien, para que la línea que une estas antenas no presente reactancia, su longitud tendrá que ser un múltiplo de $\lambda/2$.

Para que la línea quede tensada se utiliza a menudo una distancia próxima a $\lambda/2$ entre antenas. Se pierde algo de ganancia, pero la puesta en fase es sencilla. Para una separación próxima a λ entre antenas la ganancia es menor que para la separación de $\lambda/2$ y el conjunto ocupa más espacio.

Sin embargo, se puede aprovechar el factor de acortamiento de ciertos tipos de líneas para hacer coincidir la separación que da la ganancia máxima con una longitud de línea múltiplo de $\lambda/2$. El cable coaxial tiene una longitud real de $0{,}65\ \lambda$ para una longitud eléctrica de λ. Ahora bien, esta longitud de $0{,}65\ \lambda$ entre antenas es la que da la ganancia máxima. Así se realiza de modo óptimo la puesta en fase.

Sin embargo, se emplean con más frecuencia líneas de hilos paralelos a causa de sus bajas pérdidas, y la separación de $\lambda/2$ entre antenas es la que se emplea más corrientemente; no obstante, no sería imposible llevar la separación a $5/8\ \lambda$

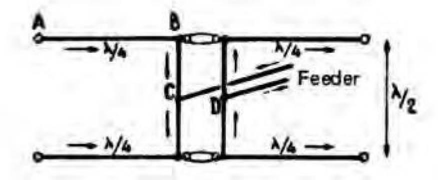


Figura 6.16. *Puesta en fase de dos elementos de media onda por la unión de sus centros. Alimentación en el centro de la línea.*

Figura 6.17. *Puesta en fase de dos semiondas por una línea cruzada, haciendo la alimentación en el extremo de la línea.*

para aprovechar la ganancia máxima y hacer la unión por una línea de onda entera, que estaría curvada para compensar la diferencia entre su longitud y la separación entre antenas.

Las Figuras 6.16 y 6.17 muestran la alimentación de dos antenas de media onda en su centro. En la Figura 6.16 el feeder está conectado en el centro de la línea. En la Figura 6.17, está conectado en uno de los extremos de la línea. La línea está cruzada: esto es necesario, pues la línea de media onda produce un desfase de 180° en la antena superior, que no existe para la antena inferior. Para que estén alimentadas en fase se produce un segundo desfase de 180° mediante el cruce de los hilos de la línea. Sabemos que en los dos conductores de la línea, corrientes y tensiones están en oposición de fase.

Impedancia en el punto de unión del feeder de alimentación

La impedancia en el punto de alimentación, para dos antenas de media onda, es del orden de 60 Ω.

Cuando se emplean varias antenas de semionda, la resistencia de radiación es algo más elevada en las semiondas exteriores que en las semiondas interiores.

Por ejemplo, para cuatro antenas de semionda, será próxima a 55 Ω para las dos semiondas exteriores y del orden de 50 Ω para las dos semiondas interiores. Para un gran número de semiondas puede descender hasta cerca de 40 Ω.

En la Figura 6.18 la alimentación se efectúa en el centro de la línea. Las dos mitades de la línea actúan como dos cuartos de onda adaptadores de impedancia. La antena superior, cuya resistencia de radiación es de 60 Ω, se ve en CD como una impedancia igual a $Z_c^2/60$, siendo Z_c la impedancia característica de la línea de puesta en fase.

La antena inferior se verá en CD como una impedancia igual también a $Z_c^2/60$.

Por la puesta en paralelo de estas dos impedancias, la impedancia resultante será

$$\frac{1}{2}\,\frac{Z_c^2}{60}$$

Si Z_c vale 600 Ω, la impedancia en CD será

$$\frac{1}{2}\,\frac{600^2}{60} = 3\,000\ \Omega$$

Para que corresponda a un feeder corriente, por ejemplo 600 Ω (dos hilos separados 75 veces su diámetro), Z_c tendría que ser 268 Ω, lo cual nos conduce a una línea de dos hilos separados cinco veces su diámetro.

Hay que observar que una línea de hilos paralelos tiene un factor de reducción de 0,95 a 0,98 según sea la pequeñez de los conductores (véase la Tabla 2.3); por ello la separación entre antenas habrá de ser ligeramente inferior a $\lambda/2$ para que la línea que las une tenga una longitud eléctrica correcta. Esta ligera reducción de la separación entre antenas afecta muy poco a la ganancia.

Si se utilizan cuatro antenas, se puede escoger entre el sistema de alimentación de la Figura 6.18 y el de la Figura 6.19.

En la Figura 6.18, la impedancia en CD es del orden de 50 Ω.

En AB la impedancia es

$$\frac{1}{2}\,\frac{Z_c^2}{50} = \frac{Z_c^2}{100}$$

En la Figura 6.19, la impedancia en AB o en CD es aproximadamente $Z_c^2/100$. Si AE es $3/4\,\lambda$, la línea AE, de impedancia Z_c^2, actuará como transformador de impedancia, y la impedancia en EF será

$$Z_{ef} = \frac{1}{2}\,\frac{Z_c^2}{\dfrac{Z_e^2}{100}} = 50\,\frac{Z_c^2}{Z_e^2}$$

$$\text{Si } Z_c = Z_e,\quad Z_{ef} = 50\ \Omega.$$

La alimentación en la Figura 6.19 es la más comúnmente empleada y da una impedancia del orden de magnitud de la de los feeders corrientes.

No obstante, se pueden alimentar las antenas en tensión en el extremo, pero la impedancia en el extremo de una antena está mal definida y es difícil de cifrar, por lo cual la adaptación correcta sólo se puede hacer por tanteos.

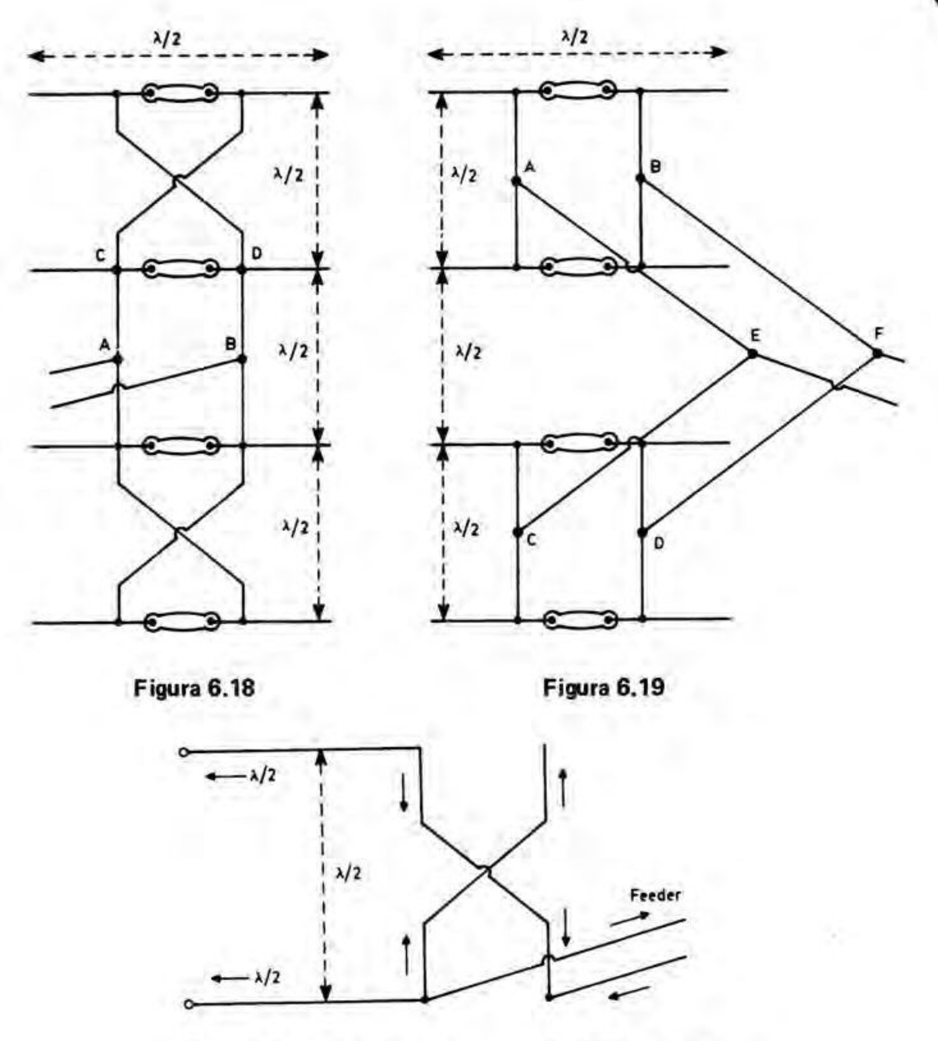


Figura 6.18

Figura 6.19

Figura 6.20. *Puesta en fase de dos elementos de media onda alimentados por el extremo.*

Esta disposición es cómoda para la alimentación central de antenas de onda entera en fase (Figuras. 6.20-21-24).

La antena en H

Una antena sencilla, realizada totalmente de hilo, pero que presenta una ganancia interesante y una directividad marcada, puede ser obtenida por la puesta en paralelo de dos conjuntos colineales idénticos, convenientemente separados (Figura 6-22a).

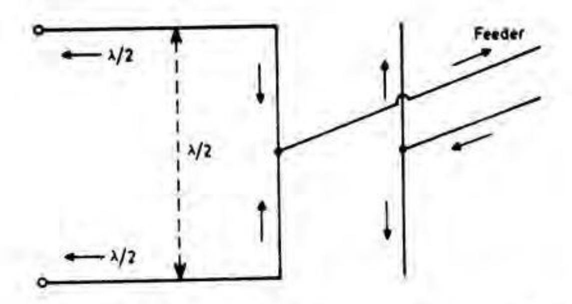


Figura 6.21. *Puesta en fase de dos elementos de media onda alimentados por el centro.*

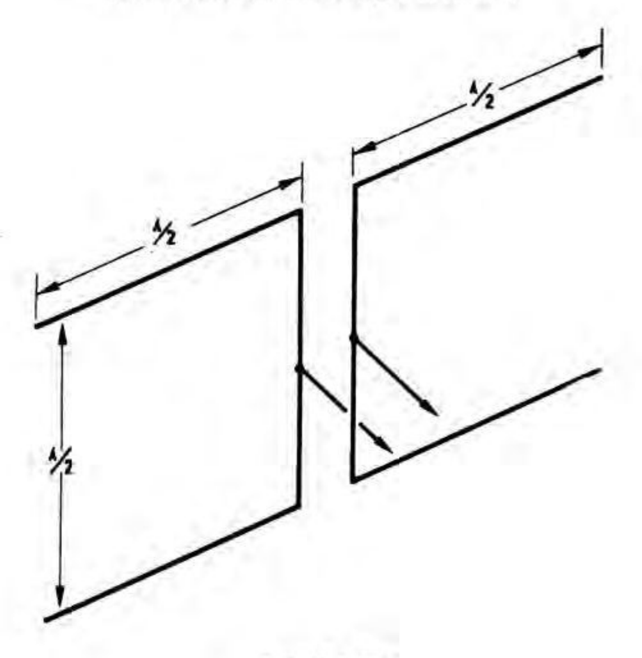
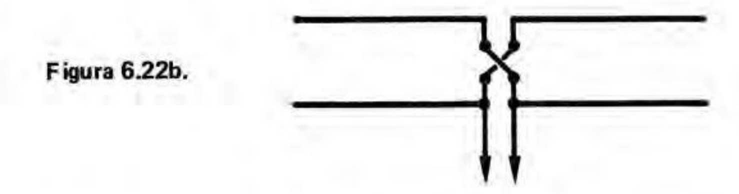


Figura 6.22a.

Por parecerse a la letra H la configuración material del conjunto, esta antena es conocida por el nombre de antena H o Lazy H, y el conjunto se alimenta en fase. La ganancia y la directividad dependen sobre todo de la separación de los dos elementos, y la experiencia ha demostrado que la adopción de una semionda representa un buen compromiso que conduce a una ganancia de 6 dB, es decir, sensiblemente la de una Yagi de dos elementos. La disposición es tanto más interesante por cuanto representa una impedancia totalmente resistiva del orden de 100 Ω.

Se podría pensar en reducir esta separación por razones de comodidad, pero de ello resultaría una sensible disminución de la ganancia. Inversamente, si se

alejan los dos elementos colineales más allá de la semionda, la ganancia aumenta ligeramente, pero en uno y otro caso la impedancia compuesta conduce a dificultades de adaptación. Por ello se prefiere conservar media longitud de onda. En cuanto a la línea que une los dos elementos colineales, está constituida, a modo de "escalera de ranas", por dos hilos de 20/10 de mm separados regularmente por separadores constituidos por barretas de plástico, lo cual es muy fácil de realizar si se cuida previamente de estirar bien los hilos. La alimentación se hace rigurosamente en el centro de esta línea, y la impedancia en este punto es de 100 Ω. Diremos que la alimentación por un cable de 75 Ω, si bien no es rigurosa, es aún aceptable. Si por razones materiales se prefiere atacar el sistema en uno de los ramales, la disposición de la Figura 6.22b es la que conviene; es rigurosamente semejante a la primera, salvo que la línea que une las dos antenas está invertida en uno de sus extremos, lo que se traduce en una torsión de media vuelta. En efecto, la línea de semionda lleva un desfase de 180° en el elemento superior. Como la inversión de la línea en uno de sus extremos produce un efecto idéntico, los dos elementos se encuentran finalmente alimentados en fase. La impedancia en el centro del elemento inferior es entonces muy elevada, del orden de 2.000 Ω. No se puede, pues, pensar en atacarla directamente. Se dispondrá de una sección de adaptación de cuarto de onda, realizada muy sencillamente con un trozo de "twin-lead" de 300 Ω comercial (K = 0,68) que permite continuar hasta el emisor con cable de 50 Ω.


Figura 6.22b.

Hay que observar que, si la realización de la antena es perfectamente simétrica, el aéreo puede utilizarse en una ancha gama de frecuencias. La Figura 6.23 representa una antena multibanda utilizable en todas las bandas decamétricas a partir de 14 MHz, es decir, no solamente las bandas de 20, 15 y 10 m, sino también las nuevas bandas de 18 y 24 MHz. Todos los elementos son de idéntica longitud, 6,72 m de hilo de 15 a 20/10 mm, y la alimentación se efectúa, con mucha precisión, en el centro de la línea común constituida por dos hilos paralelos separados 12 mm. El aéreo es bidireccional y su ganancia es de 4 a 6 dB según las bandas, a condición de que el elemento inferior esté al menos a 6 m del suelo.

Antenas paralelas alimentadas en oposición de fase

Su ganancia se ha dado en el Capítulo 4. La ganancia óptima se obtiene para una distancia entre antenas de 1/8 λ. Se reduce a la mitad para una distancia de

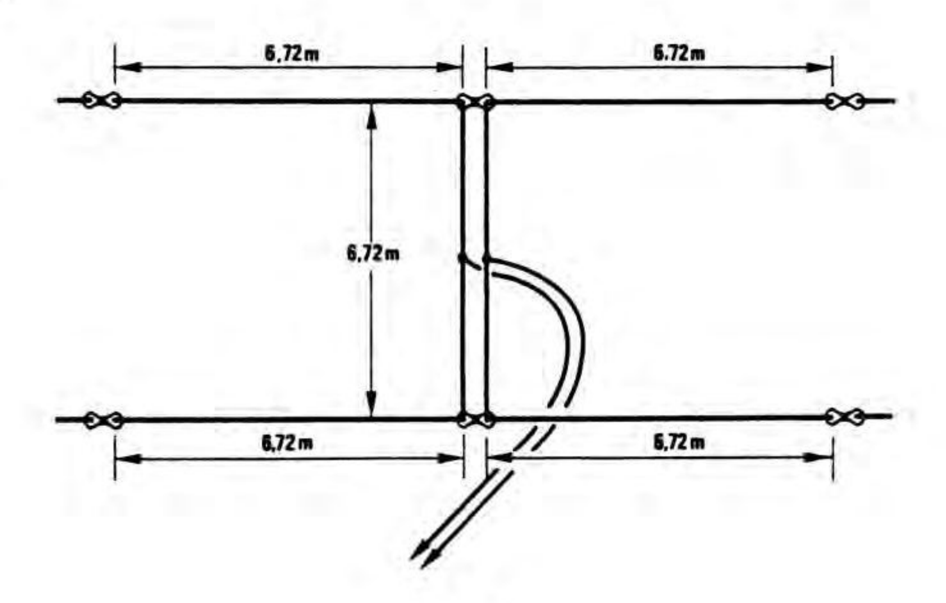


Figura 6.23.

λ/2, pero la resistencia de radiación aumenta considerablemente. Las Figuras 6.24 a 6.28 muestran el sistema de puesta en oposición de fase. Este sistema es exactamente el inverso del que se emplea para la puesta en fase: línea cruzada para alimentación en el centro de la línea, línea no cruzada para alimentación

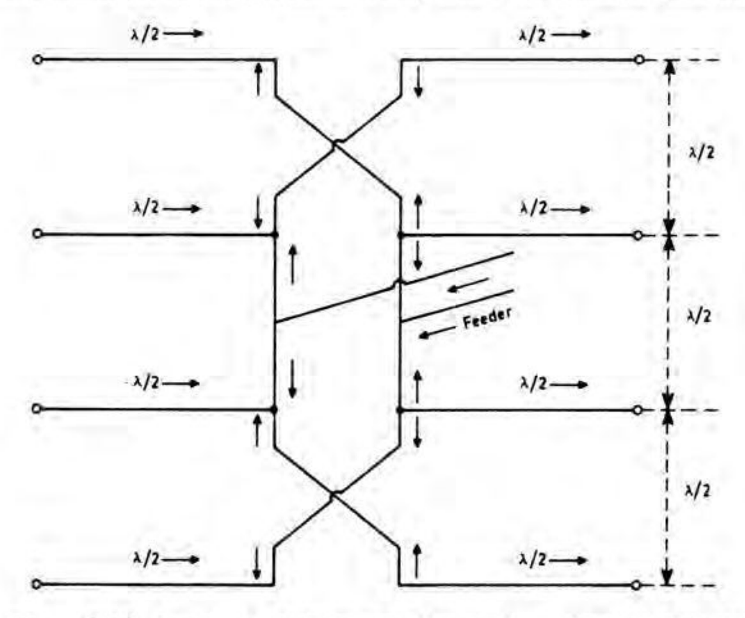


Figura 6.24. *Antenas de onda entera alimentadas en fase por el centro.*

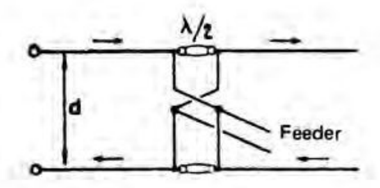


Figura 6.25. *Dos semiondas alimentadas en oposición de fase en el centro de la línea.*

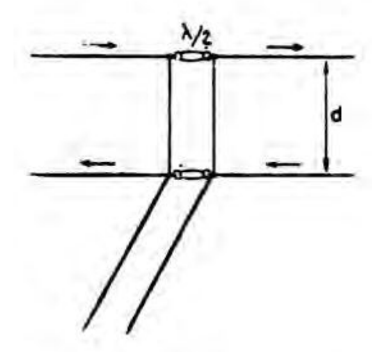


Figura 6.26. *Dos semiondas alimentadas en oposición de fase en el extremo de la línea.*

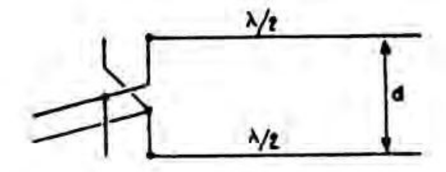


Figura 6.27. *Dos semiondas alimentadas en oposición de fase. La línea está en el extremo de las semiondas.*

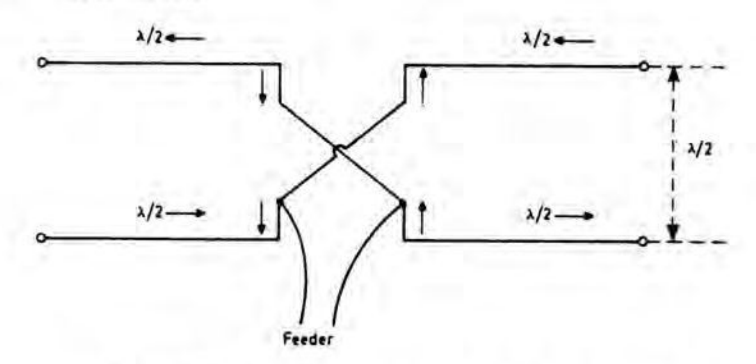


Figura 6.28. *Puesta en oposición de fase de dos grupos formados cada uno de dos semiondas en fase.*

en el extremo de la línea. Es de una puesta a punto muy crítica, pues la resistencia de radiación es muy pequeña cuando la ganancia es apreciable y la alimentación resulta difícil.

La antena W8JK

Esta antena no es una novedad. Su presentación es anterior a la guerra mundial, bajo la firma de John D. Kraus, en un QST de enero de 1938. Fue muy

utilizada durante muchos años, pero tuvo que ceder el paso a la popular Yagi a causa de la mayor ganancia de ésta a igualdad de dimensiones. Esta antena se presenta, como muestra la Figura 6.29, bajo la forma de dos dipolos poco separados, desfasados eléctricamente 180°. El artículo original define el aéreo como una antena única cuando la longitud del dipolo es de media onda, y como una antena doble cuando el dipolo mide una onda entera. De hecho la antena funciona perfectamente, sin grandes diferencias en sus características, en una ancha banda de frecuencias para una longitud de los elementos desde muy inferior a una semionda hasta más de una onda entera. Combina elementos en fase (colineales) con la presencia de dos elementos en oposición de fase.

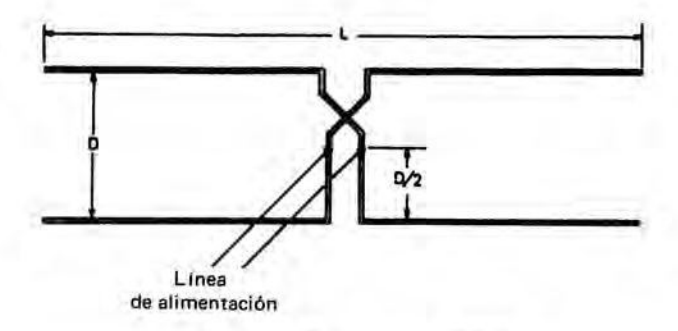


Figura 6.29. *La antena W8JK.*

Su funcionamiento puede explicarse así: cada dipolo radia aisladamente, es decir, perpendicularmente, con un mínimo de campo en el eje de sus elementos. Pero a causa del desfase, la radiación hacia arriba y hacia abajo es prácticamente nula, y la energía así conservada se lleva al eje horizontal perpendicular a los dos ramales. La ganancia depende a la vez de la longitud L de cada elemento y de la separación d, pero ni una ni otra son de valor crítico, lo cual es totalmente original. Una separación muy pequeña conduce a la ganancia más elevada, pero la resistencia de radiación es tan pequeña que las pérdidas que de ello resultan en los conductores son más importantes que el aumento de ganancia esperado. En la práctica se considera óptima una separación de un octavo de longitud de onda. Se puede aumentar hasta un cuarto de onda sin notable reducción de la ganancia.

La longitud de los elementos, como en el caso de un simple dipolo, está sujeta a las mismas restricciones, a saber: que si se lleva muy por debajo de la semionda, la resistencia de radiación disminuye y las pérdidas aumentan. Inversamente, la ganancia aumenta hata una longitud de dipolo de 1,25 λ (Fig. 6.29).

Hablemos ahora de cifras. La ganancia de la antena W8JK de referencia es de 4 dB, con un buen despeje, para una longitud de 0,5 λ. Este valor pasa a 6 dB para una frecuencia (o una longitud) doble, y llega a su máximo de 7 dB para una frecuencia (o una longitud) 2,5 veces superior.

Estos resultados, comparados con los de una Yagi de tres elementos, son indiscutiblemente menos espectaculares. La superior ganancia y la sencillez de alimentación han constituido la fortuna de la antena Yagi, pero se observará, no obstante, que ésta última es una antena de banda estrecha cuyas ventajas y prestaciones se reducen en cuanto nos alejamos de la frecuencia de resonancia. Es un resultado normal, si recordamos que el desafase se obtiene únicamente decalando la longitud de los elementos. Si se quiere llevar algo más lejos la comparación, la W8JK es superior y, por consiguiente, interesante, por tres razones:

- construcción no crítica
- ancha bandas pasante
- funcionamiento excelente a poca altura sobre el suelo.

La primera resulta del hecho de que, al contrario que en una Yagi, lo que importa es su simetría y no su resonancia. Incluso se puede decir que si la simetría es perfecta, la longitud de los elementos es relativamente indiferente. Su ancha banda pasante se deriva precisamente de esta ausencia de resonancia que hace posible su utilización hasta en 2,5 veces la frecuencia más baja, a condición de hacer intervenir una caja de sintonización o un transmatch y de acoplarla al emisor por una línea de feeders sintonizados, puesto que la impedancia varía con la frecuencia y es siempre muy elevada (varios miles de ohmios), lo cual lleva a emplear una línea de hilos paralelos.

En lo que se refiere a la altura sobre el suelo, su propio principio de compensación de la radiación vertical la hace poco sensible a la proximidad de la tierra y se admite arbitrariamente que para una altura de media longitud de onda, una antena Yagi de tres elementos y un aéreo W8JK dan los mismos resultados. Es, pues, la antena a recomendar a la vez si no se puede "subir" mucho y si se desea cubrir varias bandas con el mismo sistema radiante. Y es precisamente el problema que se plantea actualmente con la apertura de las nuevas bandas (WARC) de los 10, 18 y 24 MHz, para las que son equipados desde ahora los "transceivers" modernos del mercado.

Prácticamente, con una antena de 12 m (L) para una separación de 3,40 m (D) es posible esperar muy buenos resultados, no sólo en las bandas tradicionales de 14, 21 y 28 MHz, sino igualmente en 10, 18 y 24 MHz. Si se acepta sacrificar la banda de 10 MHz, la longitud puede llevarse a cualquier valor entre 7,30 y 12,20 m y la separación a 2,45 m.

Antenas con elementos parásitos

Cuando varias antenas paralelas, todas alimentadas, se combinan para conjugar sus efectos, se obtiene una ganancia sustancial, pero las dificultades de puesta en fase o en oposición de fase complican de modo singular la construcción de estos sistemas de antenas. Se ha pensado, por tanto, en alimentar solamente una de las antenas y utilizar la radiación de ésta para alimentar las otras.

Cuando las antenas están muy juntas, la corriente inducida por la antena alimentada en las antenas que no lo están es importante; estas antenas radiarán a su vez, reaccionarán sobre la antena alimentada y combinarán su radiación propia con la de la antena alimentada.

Se puede producir un efecto directivo y, por tanto, una ganancia, combinando las radiaciones de estas distintas antenas para que se sumen en la dirección deseada y se resten en otra dirección.

Consideremos el caso de sólo dos antenas y supongamos que son de media onda.

A la primera, la que está alimentada, la llamaremos *dipolo*, y a la segunda, la que toma su energía del dipolo, la llamaremos *parásito*.

Se comprende que el parásito no puede captar toda la energía emitida por el dipolo. No tendrá, por tanto, la misma influencia que éste último, y el efecto producido por el conjunto será disimétrico. Por otra parte, como el parásito recibe su energía del dipolo, ésta le llega con cierto retraso, hay una diferencia de fase entre las corrientes en el dipolo y en el parásito y esta diferencia depende de la distancia que separa los dos elementos y también de la longitud del parásito. Es fácil imaginar que un parásito en resonancia en la frecuencia de la energía emitida por el dipolo absorberá más energía que un parásito no sintonizado. Además, cuanto más cerca esté el parásito del dipolo, más energía captará. Sin embargo, se observa que hay una regulación de la distancia dipolo-parásito y una longitud de elementos que dan el máximo de ganancia.

Ganancia en función de la distancia entre elementos

La Figura 6.30 muestra cómo varía la ganancia con la variación de la distancia dipolo-parásito y la influencia de esta distancia en la resistencia de radiación. Se supone el parásito en resonancia, es decir, con una corriente máxima en su centro.

Funcionamiento del parásito como reflector o como director

Se observa que, entre 0,5 λ y 0,15 λ, la dirección privilegiada es la opuesta al parásito; es la dirección parásito-dipolo la ventajosa. Se dice que el parásito funciona como reflector, es decir, que intercepta la radiación del dipolo para hacerla volver hacia éste último a modo de un espejo que refleja los rayos luminosos.

Para una distancia dipolo-parásito de 0,15 λ, la radiación es bidireccional; es la misma en el sentido dipolo-parásito que en el sentido parásito-dipolo.

Si se acercan los elementos a menos de 0,15 λ, se aventaja la radiación en el sentido dipolo-parásito. Se dice entonces que el parásito funciona como director.

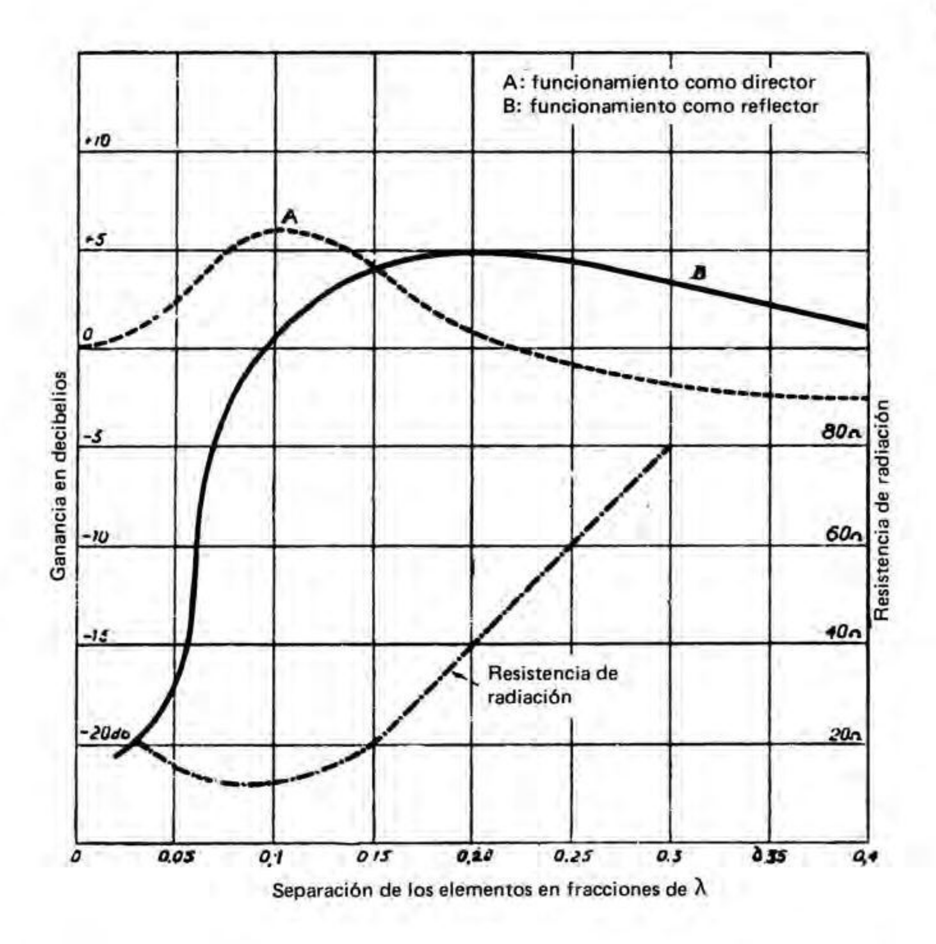


Figura 6.30. *Funcionamiento de la antena con elemento parásito. El dipolo y el parásito tienen la misma longitud.*

Cuando el parásito funciona como reflector, la ganancia máxima llega a 5 dB para una distancia dipolo-parásito de 0,2 λ. Se ve que esta distancia no es crítica y que entre 0,15 λ y 0,25 λ la ganancia disminuye poco. Para 0,25 λ, la resistencia de radiación del dipolo es casi la misma que si el dipolo estuviera solo. La relación ganancia hacia adelante-ganancia hacia atrás es del orden de 5 dB, siendo la radiación hacia atrás inferior en 1 dB a la del dipolo solo (curva A).

Cuando el parásito funciona como director, la ganancia máxima tiene lugar para una distancia dipolo-parásito de 0,1 λ; alcanza casi 6 dB. La ganancia hacia atrás (curva B) es algo superior a la de una antena de media onda sola. La relación ganancia hacia adelante-ganancia hacia atrás es de unos 5 dB. La resis-

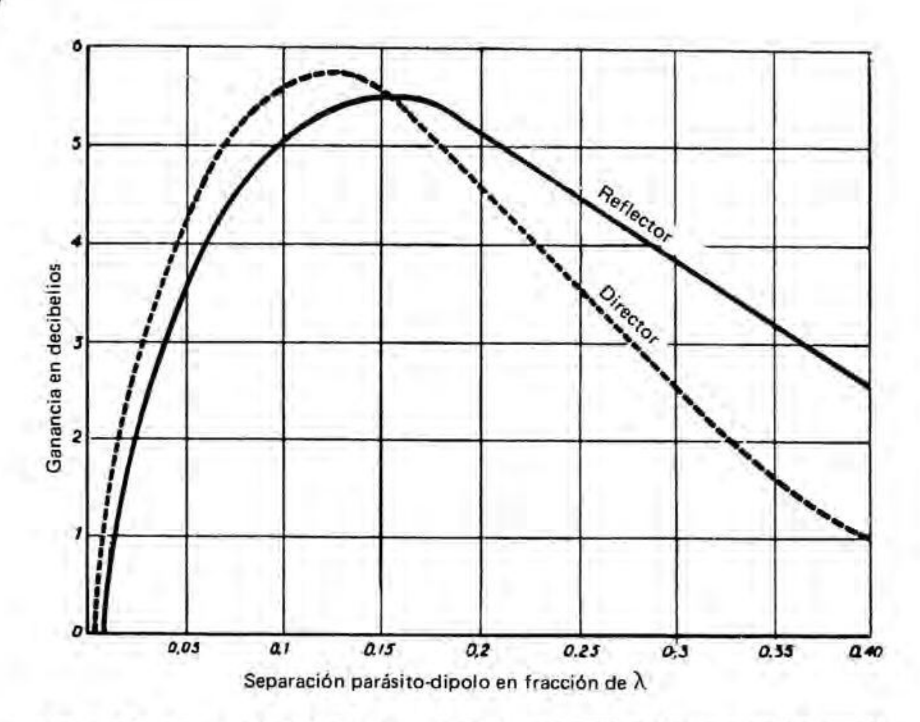


Figura 6.31. *Ganancia de la antena con elemento parásito. La longitud del parásito se ajusta en cada cambio de distancia del dipolo para obtener la máxima ganancia.*

tencia de radiación es muy pequeña, del orden de 13 Ω. La mejor relación ganancia hacia adelante-ganancia hacia atrás se obtiene para una separación dipolo-parásito de 0,05 λ y alcanza 20 dB, pero la ganancia hacia adelante cae a 2,5 dB y la resistencia de radiación es pequeña, próxima a 17 Ω. Para alimentar esta antena habrá que emplear un transformador de impedancia que eleve la débil resistencia de radiación a un valor compatible con la impedancia de los feeders corrientes.

Por otra parte, la resistencia óhmica deberá hacerse lo más pequeña posible para que el rendimiento de la antena sea satisfactorio.

Si en lugar de dejar el parásito en resonancia se le desintoniza para obtener la máxima ganancia, se obtienen las curvas de la Figura 6.31, cuya interpretación es fácil y la dejamos a los lectores. La máxima ganancia para un refelctor se obtiene cuando éste es más largo que el dipolo en un 5% aproximadamente, y la máxima ganancia como director se obtiene cuando éste es aproximadamente un 5% más corto que el dipolo.

Cuando el elemento parásito ya no está en resonancia, presenta cierta reactancia, inductiva si es demasiado largo, capacitiva si es demasiado corto (véase Capítulo 2). Para una distancia dipolo-parásito de 0,1 λ, la Figura 6-32 da, en

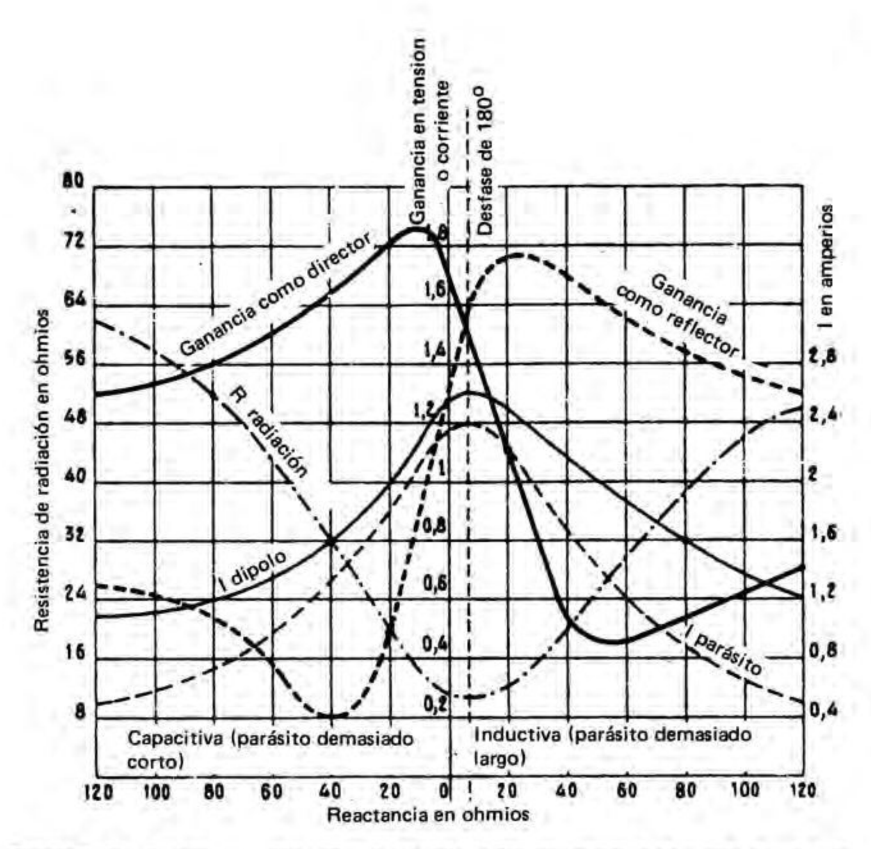


Figura 6.32. *Curvas que dan, en función de la reactancia que depende de la longitud del parásito, la resistencia de radiación, las corrientes en el dipolo y en el parásito y la ganancia del parásito como director y como reflector. La antena era alimentada por una potencia de 100 W y los elementos estaban separadas 0,1 λ.*

función de la reactancia del parásito, o sea de su longitud, las corrientes en el dipolo I_d y en el parásito I_p, la resistencia de radiación del dipolo, la ganancia del parásito como director y su ganancia como reflector.

Se han trazado estas curvas alimentando la antena de dos elementos por la potencia que da una corriente de 1 amperio en una antena de media onda sola, o sea 73 vatios (si se supone la media onda aislada en el espacio). Así, el valor de la corriente en el dipolo expresa al mismo tiempo la relación entre esta corriente y la que existiría en la antena de media onda sola alimentada con la misma potencia.

Se observa que la ganancia máxima como director tiene lugar para una reactancia capacitiva, es decir, un parásito más corto que el dipolo, y que la ganancia máxima como reflector tiene lugar para una reactancia inductiva, que corresponde a un parásito más largo que el dipolo.

La ganancia máxima obtenida por un parásito funcionando como director no tiene lugar para un máximo de corriente en el parásito. Las corrientes máximas en el parásito y el dipolo coinciden con una ganancia igual como director y reflector y un desfase de 180° de las corrientes en el parásito y en el dipolo. Es el funcionamiento examinado en el Capítulo 4 de dos antenas alimentadas en oposición de fase, con la diferencia de que el parásito no está alimentado directamente. También para este reglaje es mínima la resistencia de radiación.

Precisemos que el dipolo es mantenido siempre en resonancia, lo que se traduce en una corriente máxima en el centro. Al desintonizar al dipolo el reglaje del parásito, hay que rehacer la sintonía del dipolo cada vez que se modifica la longitud del parásito. No hay que confundir, sin embargo, el máximo de corriente en el dipolo, obtenido regulando el dipolo para una cierta longitud del parásito, con el máximo de corriente que es posible obtener en el dipolo para un cierto reglaje del parásito, máximo que tiene lugar, como hemos visto, para un desfase de 180° entre las corrientes en el dipolo y en el parásito.

Así, para la mejor ganancia obtenida con el parásito como director, la corriente máxima en el dipolo es de 2,4 amperios (Fig. 6.32), mientras que el máximo de corriente que es posible obtener obtener en el dipolo es de 2,6 amperios.

La regulación de las dos corrientes en oposición de fase es fácil de hallar; se podrá buscar como punto de partida; partiendo de ahí se podrá encontrar la regulación que da la máxima ganancia acortando progresivamente el parásito, manteniendo simultáneamente el dipolo en resonancia. Corresponderá a una disminución de la corriente en el dipolo en la proporción de 2,4/2,6.

El reglaje con controlador, del que se hablará más adelante, permitirá comprobar si el ajuste de los elementos es correcto.

No habrá que olvidar que las curvas de la Figura 6.32 se han trazado para una antena que tiene *un solo* parásito y para una separación de 0,1 λ entre el dipolo y el parásito.

Acción del parásito sobre la resonancia del dipolo

Si se ajusta la longitud de un dipolo para que resuene en una cierta frecuencia, se observa que el hecho de situar en su proximidad un elemento parásito modifica esta frecuencia de resonancia.

Un elemento parásito más corto que el dipolo, funcionando, por tanto, como director, aumenta la frecuencia de resonancia; para conservar la sintonía en la frecuencia primitiva, habrá que alargar el dipolo.

Un elemento parásito más largo que el dipolo, funcionando, por tanto, como reflector, produce el efecto contrario, es decir, desintoniza al dipolo en el sentido de las frecuencias más bajas. Para compensar su efecto, hay que acortar el dipolo. Uno se imagina fácilmente que si se utiliza un director y un reflector

al mismo tiempo, pueden compensarse los efectos de ambos. Se comprueba prácticamente que el efecto de un director a 0,1 λ es compensado por el efecto de un reflector a 0,2 λ.

Por supuesto que el efecto producido por un director o un reflector depende de la longitud de estos elementos, es decir, de su sintonía. Así, según sea la sintonía del director, la longitud del dipolo estará comprendida entre 14.325/F y 15.248/F cm. Esto para un director a 0,1 λ (sin reflector). Para un reflector a 0,2 λ, la longitud del dipolo variará entre 14.325/F y 13.868/F (sin director).

Un buen valor para la longitud del reflector es 1,05 veces la longitud del dipolo, y para la longitud del director, 0,96 veces la longitud del dipolo. Esto es válido para elementos cuya razón longitud/diámetro sea del orden de 300 a 400 (diámetro de unos 15 mm para un tubo de 5 m de longitud).

Realización de antenas con elementos parásitos para las distintas bandas de aficionados

Las antenas con elementos parásitos que pueden ser orientadas son muy interesantes para las emisiones de aficionados, pues permiten obtener, con las bajas potencias autorizadas, resultados, en todas las direcciones, equivalentes a los que sería posible obtener con antenas largas unifilares clásicas en su dirección de radiación óptima. Se pueden emplear varios elementos combinados con el dipolo, por ejemplo un reflector y un director. Se obtiene así una antena de tres elementos.

Es corriente ver multiplicarse el número de elementos parásitos a media que aumenta la frecuencia de trabajo. Hasta 28 MHz será un máximo de 4 ó 5 elementos; en 144 y 432 MHz se podrán montar hasta 10 ó 20. La razón de este aumento de elementos con la frecuencia se atiene solamente a las posibilidades de realización práctica. La tabla que sigue da las longitudes aproximadas de los elementos de antenas según el número de parásitos y su separación, así como la resistencia de radiación correspondiente. Los elementos que más influyen en la ganancia son el primer director (el más próximo al dipolo) y el reflector. Estando los demás directores cada vez más alejados del dipolo, actúna poco sobre él. Variando la resistencia de radiación y la ganancia con la sintonía del dipolo y de los distintos parásitos, tienen valores muy variables, y las cifras de la tabla son las que se han observado como medidas con las longitudes de elementos correspondientes.

Una antena de 5 elementos RA3D con 0,15 R, 0,1 D, tiene una resistencia de radiación próxima a 5 Ω. Por ello se prefiere, cuando es posible la realización práctica, separar los elementos a 0,2 λ; la ganancia aumenta ligeramente y la resistencia de radiación alcanza 10 Ω.

Si se acerca el primer director a menos de 0,1 λ del dipolo, la resistencia de radiación aumenta, pero la ganancia disminuye.

Tabla que da la longitud de los elementos, ganancia y resistencia de radiación para distintos tipos de antenas con elementos parásitos

Tipo de antena	Distancia entre 2 elementos	Longitud del reflector	Longitud del dipolo	Longitud del 1er director	Longitud del 2º director	Longitud del 3er director	Ganancia en dB	Resistencia de radiación Ω
A + R	0,15 λ	$\frac{150}{f}$	$\frac{141}{f}$				5	30
A + D	0,1 λ		$\frac{147}{f}$	$\frac{139}{f}$	—		5,5	15
RAD	0,2 R 0,1 D	$\frac{153}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{136}{f}$			7	20
RAD	0,25	$\frac{151}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{137}{f}$	f		8	50
RA2 D	0,2	$\frac{150}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$		9	13
RA3 D	0,2	$\frac{150}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$	$\frac{132,5}{f}$	10	10

A: dipolo – R: reflector – D: director – 0,2 R: reflector a 0,2 λ
RA3D: antenas que tienen 1 reflector, 1 dipolo y 3 directores

Al estudiar la Figura 6.30 hemos hablado de la relación ganancia hacia adelante-ganancia hacia atrás; aumenta con el número de elementos, pero no es máxima al mismo tiempo que la ganancia hacia adelante. Si por una u otra razón se necesita que esta relación sea la mayor posible, se sacrificará un poco la ganancia hacia adelante y se regularán los elementos para obtener este resultado.

Para regular las antenas con elementos parásitos, se situará un dipolo receptor unido a un controlador de campo a una distancia de varias longitudes de onda de la antena a regular y paralelamente a los elementos de ésta. Si lo que se quiere es la máxima ganancia hacia adelante, se ajustará la longitud del dipolo y de los parásitos para obtener el máximo de desviación del controlador de campo; esto es, sin embargo, más fácil de decir que de hacer; en efecto, reaccionando el reglaje de un elemento sobre el de los otros, habrá que verificar el reglaje de cada uno cuando se modifique el de uno de ellos; el reglaje de los elementos reacciona también sobre la resistencia de radiación y, para que algo signifiquen las indicaciones del controlador de campo, la antena tiene que absorber siempre la misma potencia, lo que obligará a retocar los sistemas de adaptación al feeder o de acoplamiento al emisor.

Si se busca una relación ganancia hacia adelante-ganancia hacia atrás máxima, se hará dar media vuelta a la antena (si es orientable; si no, se transportará la parte receptora detrás de la antena) y se hará que la radiación producida detrás de la antena sea mínima, conservando la mayor ganancia posible hacia adelante. En estas antenas tiene el suelo muy poca influencia y se puede ajustarlas correctamente si están a más de un cuarto de onda del suelo.

Esta posibilidad pone los reglajes al alcance del operador. Por supuesto que no se deberán efectuar estos reglajes en un patio rodeado de edificios, pues la presencia de obstáculos cercanos, tanto delante como detrás, perturba el funcionamiento de las antenas directivas. Habrá que elegir un sitio despejado.

Las antenas con elementos parásitos, cuando están reguladas al máximo de ganancia con elementos muy juntos, tienen una resistencia de radiación muy baja y son muy selectivas, el reglaje es crítico y la ganancia de la antena disminuye considerablemente en cuanto uno se aparta de la frecuencia para la que se han hecho los reglajes. Para evitar estos inconvenientes, se prefiere sacrificar algo de ganancia separando los elementos o desintonizándolos ligeramente; la resistencia de radiación aumenta y con ella el rendimiento, de tal modo que la antena así regulada puede funcionar en una banda de frecuencias más ancha, ser regulada y alimentada más fácilmente y tener, a fin de cuentas, un mejor rendimiento global.

A título indicativo, para antenas de tres elementos:

para R 0,15 A, D 0,1, se tiene G = 9 dB; Rr = 9 Ω

para R 0,2 A, D 0,1, se tiene G = 7 dB; Rr = 20 Ω

para R 0,2 A, D 0,2, se tiene G = 9 dB; Rr = 18 Ω

para R 0,25 A, D 0,25, se tiene G = 8 dB; Rr = 50 Ω

Los reglajes de las longitudes de los elementos no son los mismos en los distintos casos. Ello muestra que hay una infinidad de reglajes posibles y que, a pesar de las apariencias, los resultados obtenidos no son contradictorios.

Se puede hacer menos selectiva la antena empleando elementos de mayor diámetro o un dipolo de elementos múltiples (trombón de dos o más elementos).

Para regular la longitud de los elementos se emplean varios sistemas: tubos telescópicos o un cortocircuito central (Fig. 6.33a y b).

La alimentación de las antenas con elementos parásitos plantea un problema bastante difícil de resolver, a causa de su baja resistencia de radiación. El problema se complica más porque a menudo estas antenas son giratorias y el sistema de alimentación no debe perturbar el giro ni ser perturbado por el mismo.

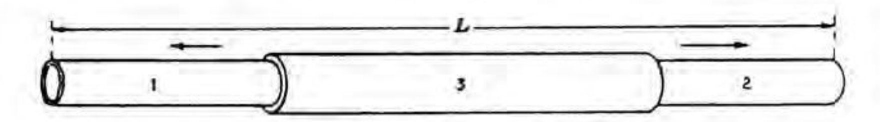


Figura 6.33a. *Reglaje por tubos telescópicos. Se hacen dieslizar los tubos 1 y 2 magnitudes iguales en el interior del tubo 3.*

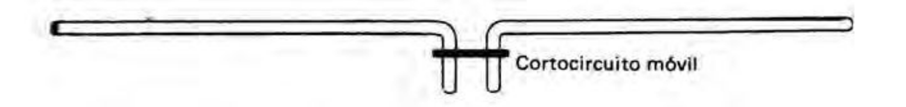


Figura 6.33b. *Reglaje por cortocircuito central.*

La línea coaxial es la que mejor se presta al giro, pero la impedancia de esta clase de líneas es, como mínimo, de 50 Ω y, lo más corrientemente, de 75 Ω (este último valor no se ha elegido, como pudiera suponerse, porque corresponde de poco más o menos a la resistencia de radiación de una antena de media onda aislada en el espacio, sino que es el que corresponde a la relación de los diámetros de los conductores exterior e interior que asegura el debilitamiento mínimo).

La resistencia de radiación de una antena de tres elementos varía entre 10 y 20 Ω, según sean las separaciones entre elementos y su longitud, para los modelos más compactos. Hay que emplear, por tanto, un sistema adaptador de impedancia. El sistema más seductor es, ciertamente, la utilización de un dipolo en trombón. El trombón de dos o tres conductores permite obtener cualquier factor multiplicador de impedancia entre 1 y 30 y adaptar, por ello, casi todas las bajas impedancias a las de los feeders corrientes.

Así, para adaptar la antena nº 6 de la tabla, de 5 elementos, a un coaxial de 75 Ω, hace falta un trombón que tenga un factor multiplicador de 7,5. Habrá

que emplear dos conductores cuya razón de diámetros sea 4 y la separación, 3 veces el diámetro del más grueso.

Dos conductores: un tubo de 20 mm de diámetro y un conductor macizo de 5 mm de diámetro, separados 6 cm de eje a eje, resolverían el problema.

Sin embargo, el ataque de un dipolo simétrico por un cable coaxial disimétrico no da resultados muy satisfactorios, sobre todo para las ondas muy cortas, y es casi indispensable un adaptador simétrico-asimétrico, sobre todo para una antena emisora.

También se puede emplear como feeder una línea de hilos paralelos, por ejemplo twin-lead 300 Ω. Entonces habrá que utilizar un dipolo de mayor número de elementos para obtener la adaptación.

Para la antena de 5 elementos haría falta un factor multiplicador de 30 (con un factor de 25, el ROS sería muy bajo) que podría realizarse con ayuda de un trombón de tres conductores.

Con dos tubos de 20 mm de diámetro encuadrando un tubo de 10, siendo la separación entre tubos de 8 cm de eje a eje, se realizaría el trombón adecuado.

También se emplean otros sistemas: adaptación de T para cable simétrico y adaptación en gamma para cable asimétrico (coaxial).

Las Figuras 6.34a, b y c muestran la realización práctica de estos distintos sistemas. El reglaje se hace, para obtener una proporción mínima de ondas estacionarias, desplazando los travesaños correderos.

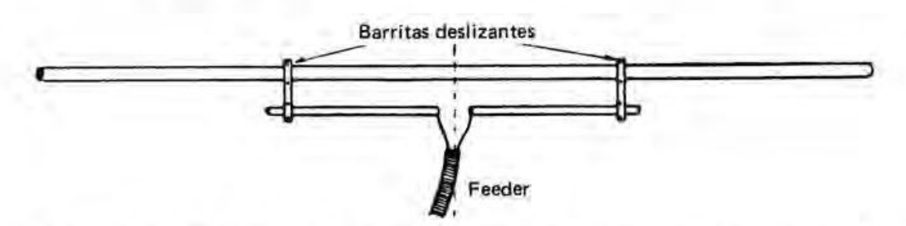


Figura 6.34a. *Sistema de adaptación en T de una antena de varios elementos.*

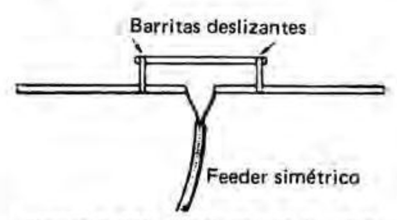


Figura 6.34b. *Variante de la adaptación en T (el dipolo está abierto en el centro).*



Figura 6.34c. *Adaptación en gamma.*

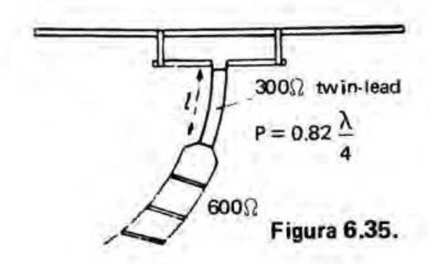


Figura 6.35.

La variación de impedancia se lleva a cabo jugando con la separación de los travesaños, la distancia entre el dipolo y el tubo de adaptación y la relación entre los diámetros de los tubos del dipolo y del sistema de adaptación.

Si los tubos del dipolo y de la adaptación en T tienen el mismo diámetro, el factor multiplicador es 4 cuando el tubo de adaptación tiene una longitud igual a la del dipolo, porque entonces se trata de un trombón con conductores del mismo diámetro. Si las dos barretas se tocan, la impedancia es nula. Ahora bien, la experiencia enseña que se puede adaptar un feeder de 300 Ω a una antena que tenga una baja resistencia de radiación cuando las barretas se encuentran a una distancia aproximada de λ/8, estando los dos tubos separados a una distancia de 5 cm.

Un factor multiplicador de la T pasa, pues, por un máximo, que puede ser insuficiente si se quiere adaptar una línea de Z_e = 600 Ω a una antena de baja R_r. Entonces se podrá estar obligado a emplear, además de la T, un cuarto de onda de adaptación para subir más la impedancia, por ejemplo un cuarto de onda de línea twin-lead, cuya longitud práctica será de 0,82 λ/4. Si la línea tiene una Z_e de 600 Ω y el twin-lead una Z_e de 300 Ω, la impedancia en el punto de unión será $300^2/600$ = 150 Ω; esta impedancia se podrá obtener mediante un ajuste correcto de las barreras móviles de la T (Figura 6.35).

La T y la gamma permiten utilizar un dipolo de una sola pieza y poner su centro a masa. Las antenas directivas y giratorias con elementos parásitos tienen cada vez más el centro de sus elementos a la masa del soporte transversal. Cuando la antena está atacada por un feeder simétrico, o su equivalente la gamma con coaxial, esta puesta a masa no tiene importancia; pero si se ataca un dipolo simétrico por un cable coaxial sin interposición de un sistema simétrico-asimétrico, la experiencia nos ha enseñado que es preferible aislar el dipolo. Incluso si el dipolo está aislado no es de aconsejar el empleo de un coaxial, pues el conductor exterior de un coaxial debe quedar neutro y ser conectado a un punto frío (tensión HF nula).

Un sistema de acoplamiento que se presta bien al giro se realiza con ayuda de dos espiras acopladas inductivamente, de las que una es fija y la otra gira con la antena (Fig. 6-36a). La solución mecánica no es evidente.

La segunda podrá situarse en la zona inferior de laparte pivotante y unirse a la antena por una línea en twin-lead, pero habrá de cuidarse previamente de adaptar el twin-lead a la antena por uno de los sistemas precedentes.

También se le puede intercalar en el centro del dipolo. El sistema de la Figura 6.36a tiene la ventaja de permitir una rotación continua de la antena, y en esto, sobre todo, reside su interés (Fig. 6.36b).

Se puede emplear también un autotransformador como multiplicador de impedancia. Se regularán las tomas de la bobina conectadas a las dos mitades del dipolo para un ROS mínimo (Fig. 6.37).

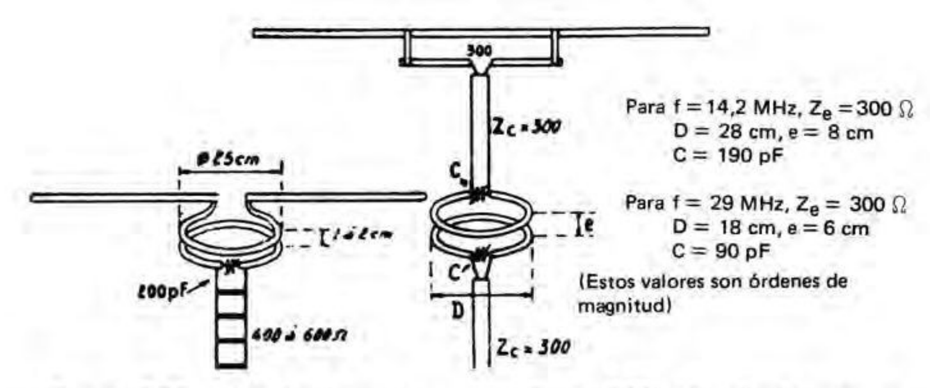


Figura 6.36a. *Acoplamiento por espiras al nivel del dipolo.*

Figura 6.36b. *Acoplamiento por espiras en el extremo inferior de la parte giratoria.*

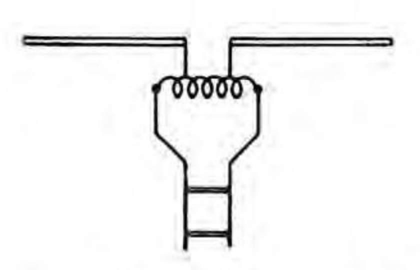


Figura 6.37. *Acoplamiento por autotransformador que sirve para adaptación de impedancia.*

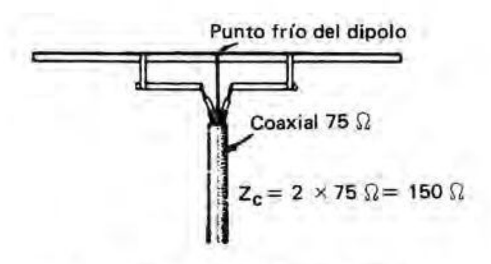


Figura 6.38. *Bajada simétrica por dos cables coaxiales.*

Si se quiere emplear cable coaxial, un dipolo simétrico o una T, se utilizarán dos cables paralelos, conectando los conductores interiores a las dos mitades del dipolo o de la T y poniendo a masa los conductores exteriores juntos. La impedancia del cable doble así constituido es el doble de la de un solo cable (Figura 6.38).

Este sistema es ciertamente el mejor, pues el cable coaxial tiene innegables ventajas. No radia cuando el conductor exterior es neutro; no es sensible a la humedad; puede sujetarse al mástil y pasar por tuberías y chimeneas (sin fuego) sin que su funcionamiento sea perturbado lo más mínimo. El twin-lead, por el contrario, debe mantenerse separado de las masas por pequeños soportes aislantes y ello hace más complicado su empleo.

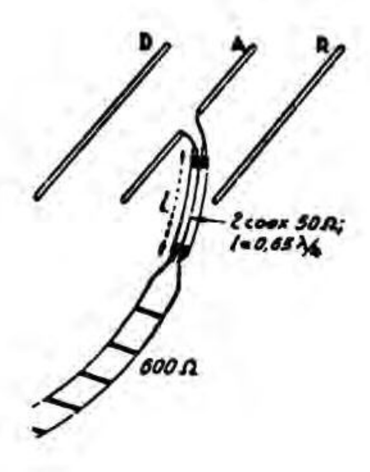


Figura 6.39. *Adaptación por cuarto de onda 100 Ω.*

El sistema del cuarto de onda de adaptación está también muy indicado para una antena con elementos parásitos.

Si R_r es la resistencia de radiación de la antena y Z_c la impedancia característica de la línea de bajada que se desea emplear, se elegirá la impedancia del cuarto de onda para que sea igual a $R_r \times Z_c$.

Así, para adaptar una R_r de 10 Ω a una línea de Z_c 600 Ω, se elegirá un cuarto de onda cuya impedancia característica sea $10 \times 600 = 78$ Ω. Servirá un cuarto de onda de coaxial de 75 Ω; no obstante y por razones de simetría se podrían utilizar dos cuartos de onda de coaxial de 50 Ω lado a lado. En la salida, la impedancia sería $100^2/10 = 1.000$ Ω en lugar de 600, pero el ROS quedaría inferior a 2, lo cual es totalmente conforme. Separando del centro del dipolo los puntos de unión del coaxial, se reduciría el ROS a un valor próximo a la unidad (Fig. 6.39).

En nuestra opinión, el sistema de adaptación más correcto entre todos los que acabamos de citar es el que emplea dipolos de elementos múltiples (trombón). Tiene sobre los otros, además, la superioridad de permitir que funcione la antena convenientemente en frecuencias próximas a su frecuencia de sintonía. La antena es menos selectiva con esta clase de dipolo.

Agrupación de antenas

Con una antena que tenga diez elementos, de ellos un reflector y ocho directores, apenas se puede rebasar una ganancia de 12 a 14 dB; los directores más alejados del dipolo aportan una ganancia insignificante y alargan la antena, cuyas dimensiones resultan considerables, pero no impracticables, como se verá más adelante.

Con dos antenas de dipolos paralelos distantes λ/2, se ganan 4 dB; con 3 antenas, 5 dB; con 4 antenas, 6 dB.

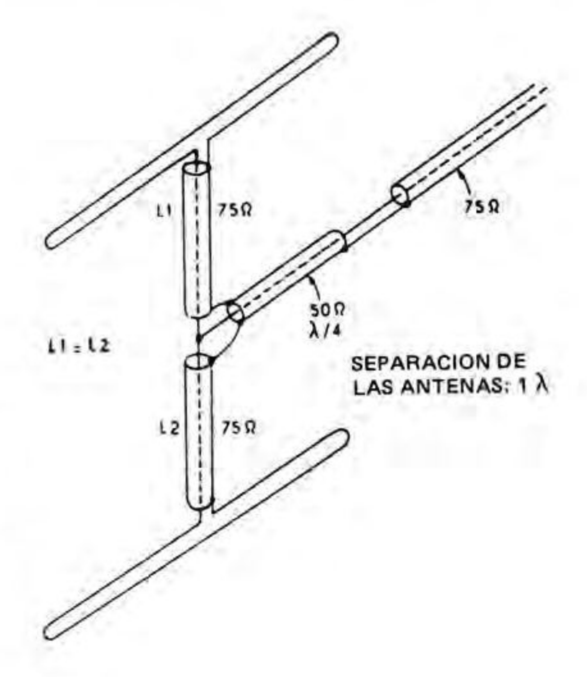


Figura 6.40. *Reunión de dos capas. Esta disposición proporciona cierto número de ventajas reales: adaptación rigurosa —ganancia aumentada—, paso disimétrico a simétrico. (Sólo están representados los dipolos.)*

Si las antenas distan de 3/4 λ a λ, se pueden ganar 5, 7 u 8,5 dB para dos, tres o cuatro antenas respectivamente.

Finalmente se pueden emplear varias capas de antenas situadas lado a lado y ganar, para dos capas, de 2 a 3,5 dB según la distancia que las separe (véase Capítulo 4).

Así, teóricamente, con dos grupos de cuatro antenas de cinco elementos se puede obtener una ganancia de 18 a 22 dB. Sin embargo, cuanto más aumenta el número de antenas, más selectiva se hace la antena y más críticos son los reglajes: por ello es difícil alcanzar esta ganancia máxima. Por otra parte, tales

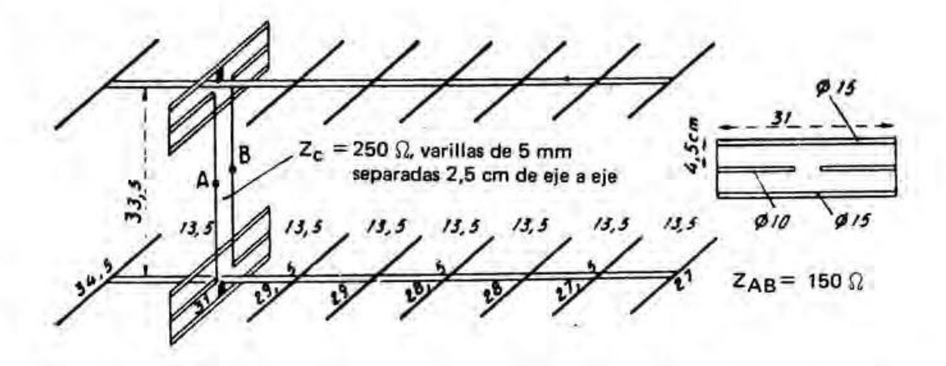


Figura 6.41. *Antena de dos veces ocho elementos para 432 MHz. Ganancia: unos 16 dB. Separación 0,2 λ entre elementos. Elementos de varilla de 5 mm. Separación λ/2.*

antenas ocupan mucho espacio y sólo pueden ser realizadas prácticamente para frecuencias superiores a 100 MHz.

Para la banda de aficionado de 144 MHz es realizable una doble o cuádruple antena de 9, 13 ó 16 elementos y conocemos varias realizaciones prácticas de la misma.

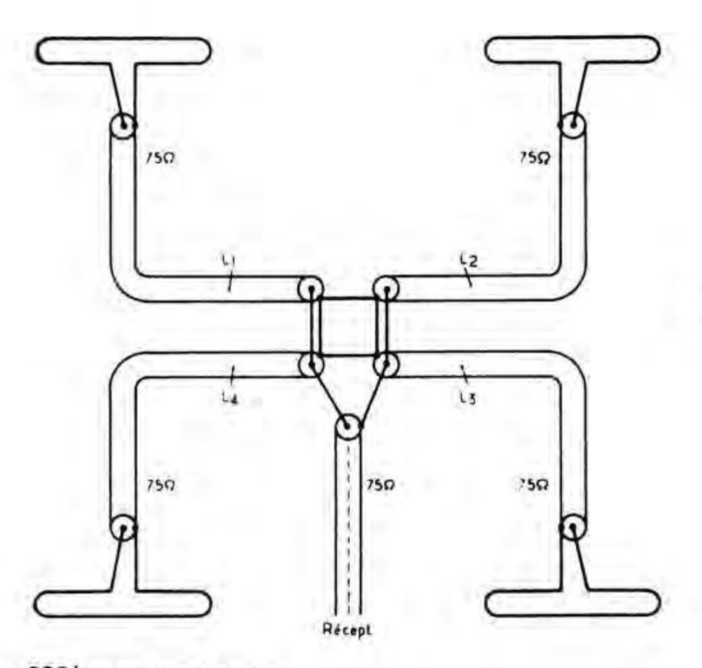


Figura 6.42. *Agrupamiento de cuatro capas de antenas 75 Ω.*

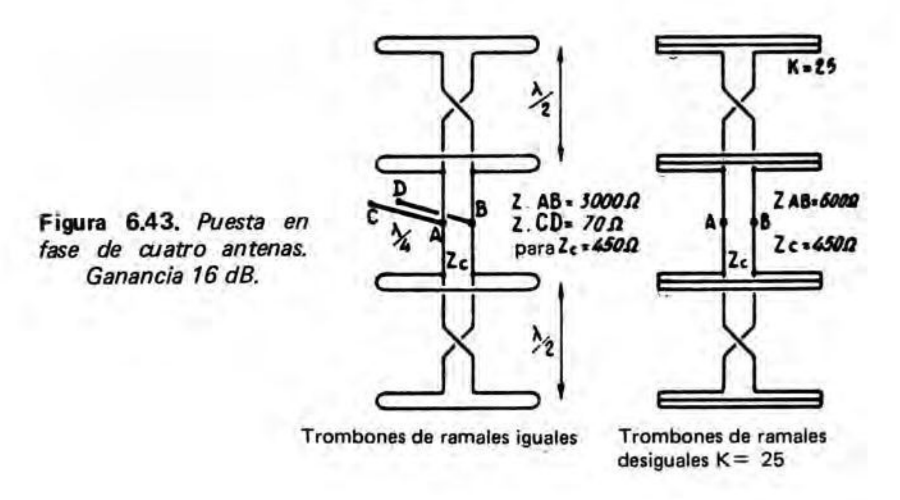


Figura 6.43. *Puesta en fase de cuatro antenas. Ganancia 16 dB.*

Trombones de ramales iguales

Trombones de ramales desiguales K= 25

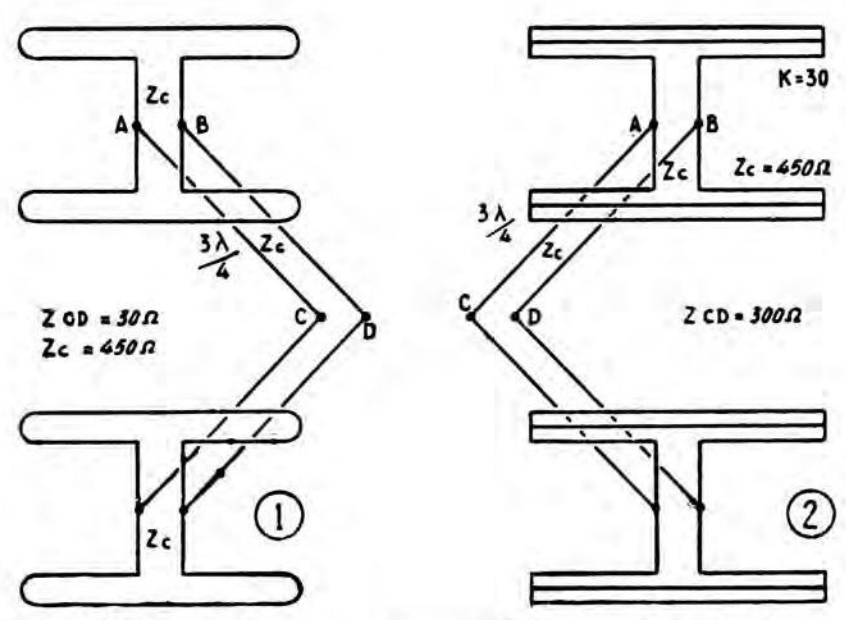


Figura 6.44. *Puesta en fase de cuatro antenas. (Se han reproducido los elementos parásitos.)*

Para la banda de 432 MHz, una combinación de 4 u 8 antenas de 10 a 20 elementos es bastante fácil de realizar.

Las Figuras 6.42, 43 y 44 muestran cómo se pueden poner en fase cuatro antenas y dan la impedancia aproximada en el punto de alimentación. (Se supone que estas antenas son de 5 elementos cada una).

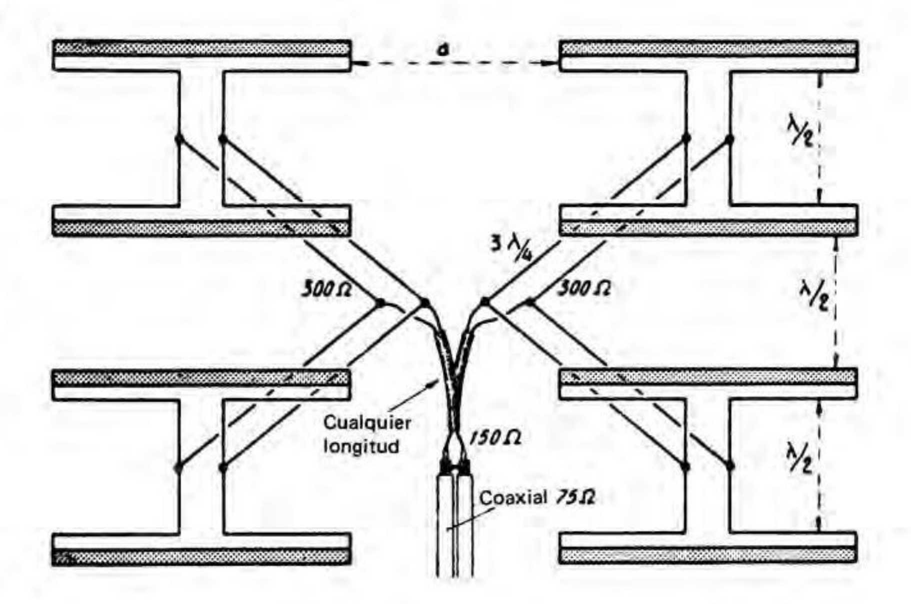


Figura 6.45. *Puesta en fase de ocho antenas. Ganancia 18 a 19 dB según d (ganancia máx. para d >0,4λ)÷*

Si se colocasen lado a lado dos capas análogas a las de la Figura 6.44 (2), se podría alimentar a cada una por un twin-lead de 300 Ω. La puesta en paralelo de las dos capas daría una impedancia de 150 Ω, que corresponde a dos coaxiales de 75 Ω situados lado a lado (Fig. 6.45).

Las combinaciones de antenas son infinitas, pero no hay que olvidar que una antena debe estar situada lo más alta posible para quedar bien despejada; se trata, pues, de poder izarla hasta el sitio conveniente, y no debe estar a merced de una caída al primer golpe de viento un poco violento. Esto plantea problemas mecánicos que limitan la ganancia que se puede obtener prácticamente.

Realizaciones prácticas

Vamos a dar, para los aficionados emisores, algunas descripciones de antenas con elementos parásitos para las bandas de 20, 15, 10, 2 m y 70 cm. La Figura 6.46 da la constitución de los elementos para las bandas de 14, 21 y 28 MHz.

Una antena para la banda de 20 m deberá estar sostenida por una sólida armadura; los tubos que constituyen los elementos tendrán una longitud próxima a 10 m.

Se les sostendrá en el centro en una longitud de 2 m; ello dejará aún 4 m en voladizo. Los elementos estarán constituidos por tubos telescópicos de diámetros decrecientes hacia los extremos. En el centro, una longitud de 4 m de tubo

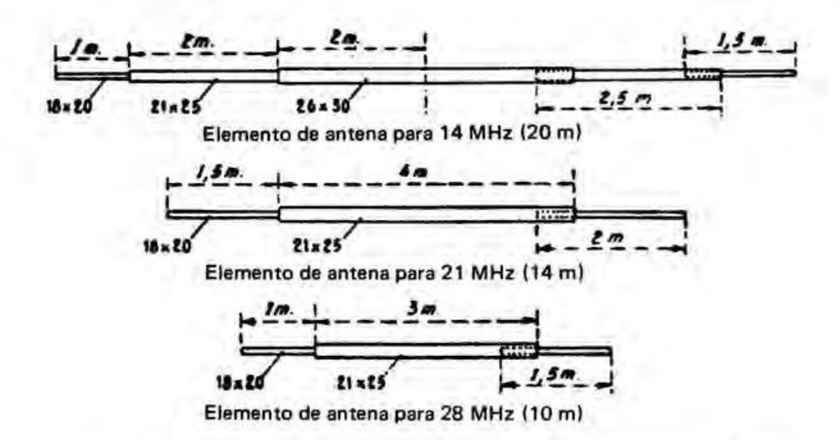


Figura 6.46. *Elementos de antenas para frecuencias de 14 a 28 MHz.*

de 26 × 30; dos trozos de 2,50 m de tubo de 21 × 25; finalmente dos trozos de 1,50 m de tubo de 18 × 20 constituirán elementos robustos, encajados, suficientes para asegurar una banda pasante adecuada a la antena. No obstante, para ajustar la longitud de los elementos será de gran comodidad una pequeña parte deslizante; podrá estar constituida por barra maciza de 7 mm. Bastarán longitudes de 20 cm en cada extremo.

Antena de dos elementos (14 MHz)

Esta realización práctica constituye esencialmente una aplicación de lo que antes se ha dicho. Los dos elementos están constituidos por tubos de duraluminio deslizantes con fricción dura, y las dos partes del ramal radiante están unidas por un cilindro de plexiglás encajado a la fuerza, penetrando 15 cm de cada lado y dejando un espacio de 2 cm. La separación entre los dos elementos de la que se deriva la longitud del "boom" (3,80 m) es de 0,175 λ, lo que da una ganancia hacia adelante de 5 a 6 dB para una impedancia de 32 Ω (Fig. 6.47).

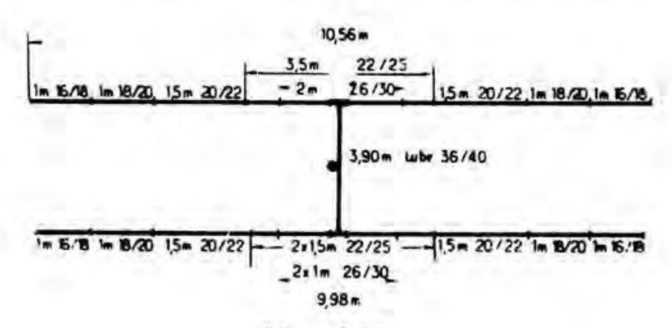


Figura 6.47.

Siendo la línea de alimentación de cinta Amphénol de 300 Ω, se ha interpuesto un cuarto de onda de adaptación de $\sqrt{33 \times 300} = 100\ \Omega$, exactamente como lo sugiere la Figura 6.39 pero con una adaptación mucho más rigurosa, pues se obtiene un ROS de 1,1/1 como muestra la Figura 6.48. Para obtener este resultado se han soldado entre sí por sus forros dos secciones de cuarto de onda de cable coaxial de 50 Ω RG8AU (longitud 3,57 m).

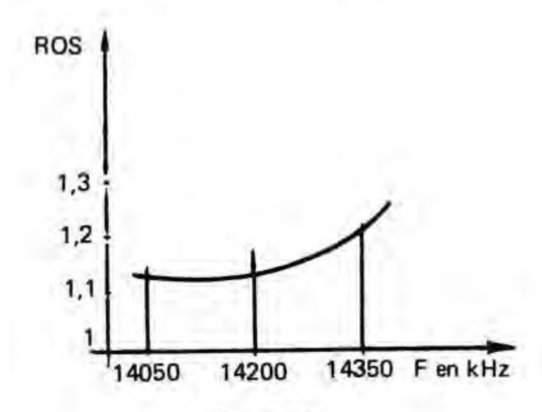


Figura 6.48.

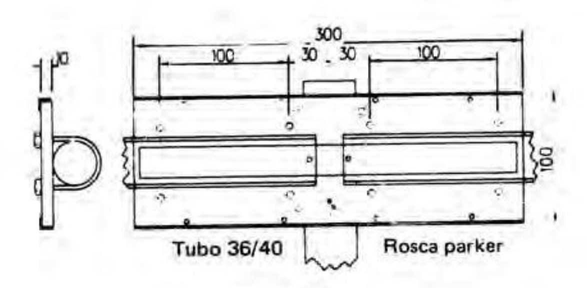


Figura 6.49.

Los dos coaxiales se fijarán sólidamente al boom y al mástil, permitiendo un giro bastante holgado dejando un bucle de 40 a 50 cm de longitud y sujetando la cinta de 300 ohmios a una parte fija.

La conexión al emisor puede hacerse de distintos modos según sea el paso final utilizado. Para una salida asimétrica (caso de muchos "transceivers"), se empleará un acoplador de antena que permita el paso asimétrico-simétrico y elimine además los armónicos. Para una salida simétrica se hará la conexión directa.

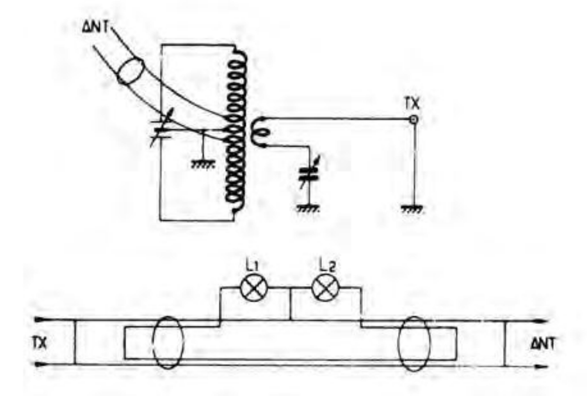


Figura 6.50.

Esta antena, perfectamente realizada y rigurosamente adaptada, da los mejores resultados, y el cuidado en su realización y en su adaptación por una línea que funcione estrictamente en ondas progresivas hace de ella un conjunto sólido, eficaz y, lo que hay que destacar, exento de perturbación a los televisores de las cercanías.

Realización de una antena giratoria de dos elementos (21 MHz)

La antena terminada se presenta como en la figura 6.51, en forma de una H, cuya barra transversal constituye la bigornia ("boom"), con los dos ramales de

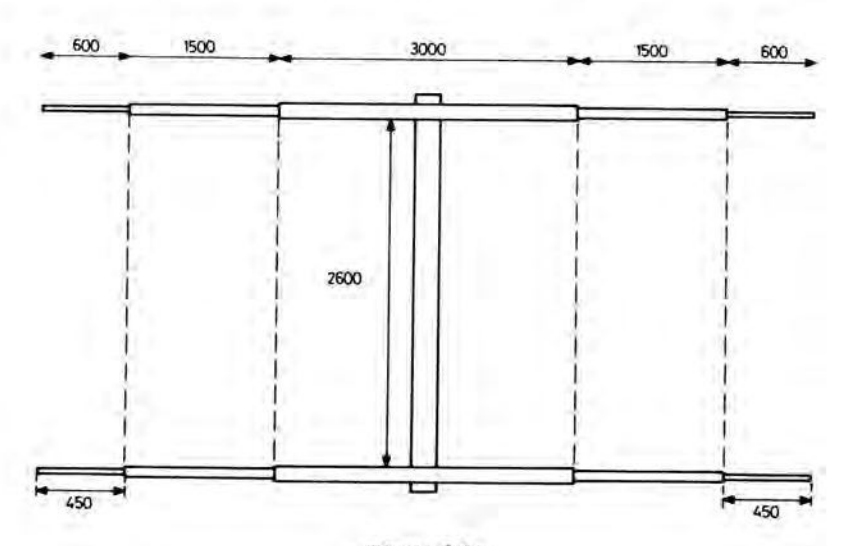


Figura 6.51.

una longitud aproximada de una semionda. La bigornia está constituida por un tubo de duralinox de 36 mm de diámetro y 2,60 m de largo, en cuyo centro se añadirá un sistema de fijación al mástil-soporte, del que hablaremos más adelante.

Los ramales son también de tubo de duralinox, de tres diámetros diferentes, telescópicos para permitir una mayor rigidez al tiempo que un fácil ajuste de la longitud y, por tanto, de la puesta a punto. Cada ramal comprende una parte central de 3 m de largo, de tubo de 20 mm de diámetro, prolongada en cada extremo por una sección de 18 mm, de 1,60 m de longitud, terminada a su vez por un tubo de 16 mm de diámetro, de 50 cm de largo para el radiador y de 65 cm de largo para el reflector. Los tubos de 18 mm se encajan en el tubo de 20 mm en una longitud de 10 cm. Para hacerlo, conviene limar primero la rebaba interior de cada tubo con una lima redonda de gran diámetro para hacer un trabajo limpio. Después hay que serrar longitudinalmente los extremos de los tubos de 20 mm en una longitud de unos 12 cm. Se introducirán entonces fácilmente los tubos de 18 mm. Después de haberlos hecho penetrar 10 cm, se los bloqueará mediante collares de agua, especialmente prácticos y seguros para este uso. Los extremos libres de los tubos de 18 mm se tratarán del mismo modo para recibir las cuatro secciones de tubo de 16 mm, que se introducirán sólo 5 a 6 cm provisionalmente. Las dimensiones totales de 6,83 m para el director y 7,17 m para el reflector son óptimas para una antena que resuene en la parte baja de la banda, es decir, en la proximidad de 21 MHz. Son especialmente adecuadas para el tráfico en telegrafía, prácticamente sin reglaje. Es evidente que si la antena se destina a telefonía y telegrafía a la vez, o sólo al tráfico en telefonía, debe ser centrada en una frecuencia más alta. Para aumentar la frecuencia de sintonía y de resonancia de la antena en 100 kHz, hay que reducir la longitud de cada ramal en 3 a 4 cm, es decir, reducir, 1,5 a 2 cm cada corredera en cada ramal. Esto es fácil haciendo deslizar los cuatro tubos de pequeño diámetro. Las fórmulas 143,5/F para el director y 150,65/F para el reflector lo confirman y dan, respectivamente, para la frecuencia central de 21,200 MHz: D = 6,77 m; R = 7,10 m.

Es una cuestión de elección y de regulación fina sobre la que volveremos a tratar, contentándonos, en un primer paso, con dar a la antena las dimensiones máximas.

Anotemos de paso que el mismo cálculo para una antena destinada a la banda de 28 MHz, tan interesante cuando se presenta la propagación cíclica, daría las dimensiones siguientes para una longitud de boom de 1,95 m: D = 5,12 m, R = 5,38 m.

Siendo la impedancia de una tal antena unos 30 ohmios, no es posible adaptarla correctamente a un cable corriente. Por otra parte, siendo simétrica por construcción, no sería conveniente alimentarla por un cable coaxial, disimétrico por naturaleza. La solución reside en un sistema de adaptación del tipo gamma, que resuelve a la vez los dos problemas asegurando al mismo tiempo el paso simétrico a disimétrico. La Figura 6.52 muestra el principio y la Figura 6.53 la realización. El sistema comprende esencialmente un tubo de duralinox de 10 a 12 mm de diámetro y 900 mm de largo, separado del ramal radiador, del cual

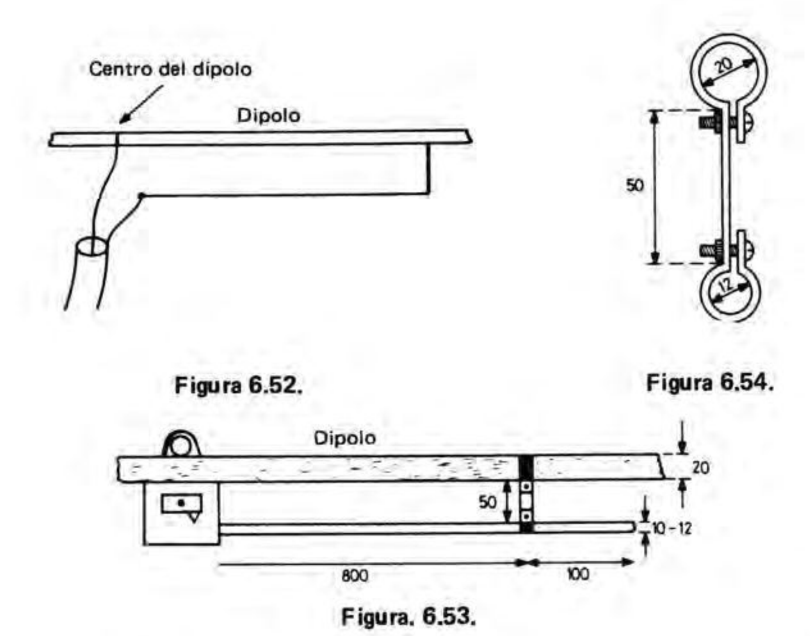


Figura 6.52.

Figura 6.54.

Figura. 6.53.

es paralelo a una distancia de 50 mm, determinada por una pieza análoga a la de la Figura 6.54, realizada a partir de una tira de aluminio relativamente delgada por plegado y perforado, y por un soporte aislante constituido por una caja de materia plástica dura de 100 × 100 aproximadamente, fijada por el fondo y abierta, por consiguiente, hacia abajo, que contiene un condensador variable de tipo recepción, incluso de bajo aislamiento, de 100 pF, que está así perfectamente protegido. El cable coaxial se fija al bastidor por el forro y se une por su alma a una de las armaduras del condensador variable.

Por lo demás, la Figura 6.53 es lo bastante clara para ahorrarnos una larga explicación sobre la disposición material.

Reglajes

Fijados los elementos al "boom", cada uno por un conductor de empalme en U, dentado para mayor estabilidad mecánica, se colocará la antena sobre un escabel de madera o un murete que la hagan perfectamente accesible al tiempo que la alejen francamente del suelo. Dos metros es una altura, si no óptima, al menos conveniente, que hará que los reglajes hechos puedan considerarse como aceptables a mayor distancia del suelo. Es evidente que cuanto más alejada del suelo esté la antena en posición de reglaje, más perfecta será la puesta a punto, pues la impedancia resulta muy afectada no sólo por el despeje respecto al suelo sino también respecto al alejamiento de todos los obstáculos próximos. El reflectómetro o SWR-metro o medidor de ondas estacionarias es evidentemente el instrumento de elección para una puesta a punto cuidada.

Se colocará la barreta del adaptador en gamma de las dimensiones de la Figura 6.54 y se alimentará la antena con un oscilador que suministre, en la frecuencia elegida, una señal de baja potencia pero suficiente para que el aparato de medida se desvie a fondo en posición "directo" (bastan algunos vatios). En posición "reflejado", estando el condensador puesto en los 3/4 de su carrera, se anotará una lectura apreciable del mismo aparato de medida. Si no fuera así, el funcionamiento estaría muy próximo al óptimo. Si, por el contrario, la proporción de ondas estacionarias es francamente superior a la unidad 1,5/1, 2/1, etc.), se probará aumentando ligeramente el valor del condensador. Si la proporción de ondas estacionarias disminuye, hay que continuar en el mismo sentido; si, al contrario, es al disminuir el valor del condensador en serie en el sistema de adaptación en gamma cuando el ROS disminuye, es en este otro sentido en el que hay que seguir. No se dejará de verificar que la corriente medida en el "directo" lleva siempre a una lectura en el final de la escala; si no, la lectura del "reflejado" no tendría ningún valor. Si se llega, en uno u otro sentido, a una lectura del ROS muy próxima a la unidad, se ha conseguido el objetivo. Si no es así, hay que actuar simétricamente sobre la longitud de cada uno de los elementos por etapas sucesivas del orden del centímetro. Un ligero alargamiento o acortamiento del sistema de adaptación por el corrimiento de la pieza móvil puede permitir perfeccionar el resultado. Se observará que la alimentación se puede efectuar en 50 Ω o en 75 Ω y que, cuando se ha terminado el reglaje, se puede sustituir el condensador variable por una capacidad fija del valor correspondiente, mediante combinaciones de condensadores de mica de bajo valor.

Finalmente, para la puesta en sitio definitiva no faltan medios. A título indicativo, la Figura 6.55 reproduce una pieza de montaje destinada a unir el "boom" horizontal al mástil vertical, los cuales quedan sólidamente fijados por conductores de empalme atornillados.

Así realizada, esta sencilla antena da una ganancia de 5 dB y presenta una relación adelante-atrás de 20 dB con una anulación casi total de las señales sobre las puntas de la antena. Ello quiere decir que, para los aficionados que disponen de un poco de sitio para efectuar esta realización, vale la pena intentar la prueba. ¡No lo sentirán!

Antenas de tres y cuatro elementos

Se realizan, mecánicamente, según el mismo principio que la precedente.

Las Figuras 6.56, 57, 58 y siguientes muestran la manera de construir ciertos tipos de antenas con elementos parásitos así como las dimensiones de ciertas antenas comerciales muy difundidas.

Una antena comercial de cinco elementos (28 MHz)

Este aéreo, conocido y por el apelativo de 105 BA, es un Yagi monobanda de 5 elementos y gran separación, que da una ganancia adelante de 12 dB y una

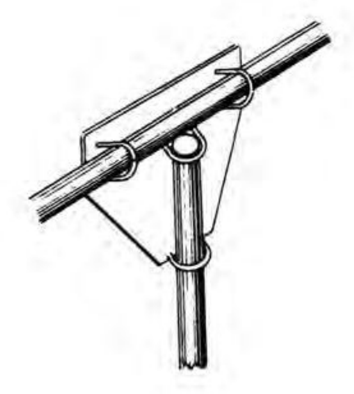


Figura 6.55.

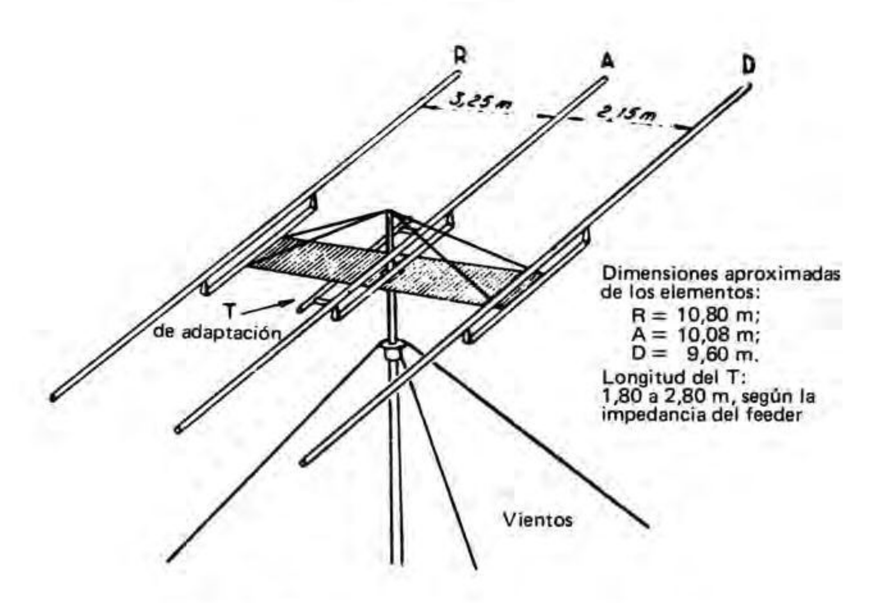


Figura 6.56. *Antena 14 MHz (ajustada para 14,2).*

relación adelante-atrás de 22 a 25 dB cuando está instalada a por lo menos 10 m del suelo. Las dimensiones pueden parecer exorbitantes para una instalación de aficionado. En efecto, si la longitud de los elementos es del orden de 5 m, lo cual resulta todavía modesto, el boom es un tubo de duraluminio de 50 mm de diámetro y 7,30 m de largo. Pero este es el precio del resultado, y si se tiene la suerte de disponer de un mástil basculante no hay por qué dudar.

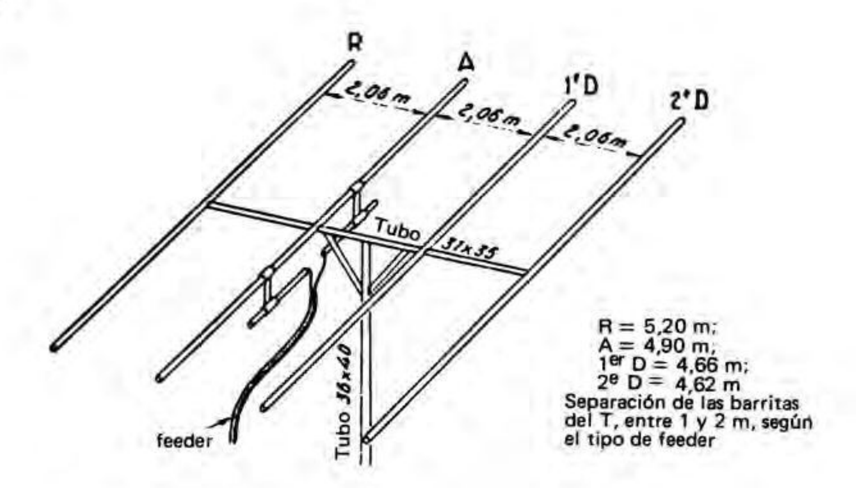


Figura 6.57. *Antena de cuatro elementos para 29 Mhz, del tipo "todo a masa".*

Siendo la banda de 28-30 MHz particularmente favorable a los enlaces a muy grandes distancias, nosotros hemos podido apreciar el poder pasar por todas partes, incluso a través del QRM, muy violento a ciertas horas, y recibir la mayor parte del tiempo múltiples respuestas a nuestras llamadas, así como informes de 59 y más, de los antípodas. Por supuesto que estas cualidades se encuentran también en la recepción, en la que las señales llegan muy fuertes, con una atenuación espectacular sobre las puntas y sobre la trasera, lo cual es absolutamente notable. Estos resultados se derivan de la propia concepción de la antena, que no se sacrifica al menor compromiso, como es, por ejemplo, forzosamente el caso de las antenas con trampillas resonantes en las que la separación para la banda de frecuencias más baja queda por fuerza reducida.

Aquí, en cambio, todo se ha concebido con vistas a una mayor ganancia y a la relación adelante-atrás más favorable. La Figura 6-58 representa la antena 105 BA tal como debe ser montada en el suelo y el detalle de las dimensiones en las que se puede uno inspirar estrechamente, por supuesto. Sin ir más lejos, observamos que tiene detrás del dipolo un reflector separado 0,225 λ y delante tres directores, distantes respectivamente 0,135 λ, 0,125 λ y 0,175 λ. Puesto aparte el dipolo, los elementos parásitos se montan "todo a masa" por bloques de ensamble de aluminio moldeado con tornillos de bloqueo que permiten alinear todos los ramales en el mismo plano. Es lo mismo para el bloque central, que permite a la vez el ensamblado de las dos mitades del boom y la fijación de la antena al mástil (fig. 6.59a). Los ramales parásitos están constituidos por el ensamble de tubos telescópicos de diámetros regularmente decrecientes, que contribuye a dar perfecta rigidez a cada uno y buen comportamiento al conjunto. Así, el reflector está constituido por una sección de tubo de duraluminio 1,12 m × 2 de longitud y 22 mm de diámetro, prolongada en sus extremos por dos tubos de 61 cm de largo que sobresalen 55 cm, terminados a su vez por dos tubos de 11 mm de diámetro y 122 cm de longitud encajados provisionalmente

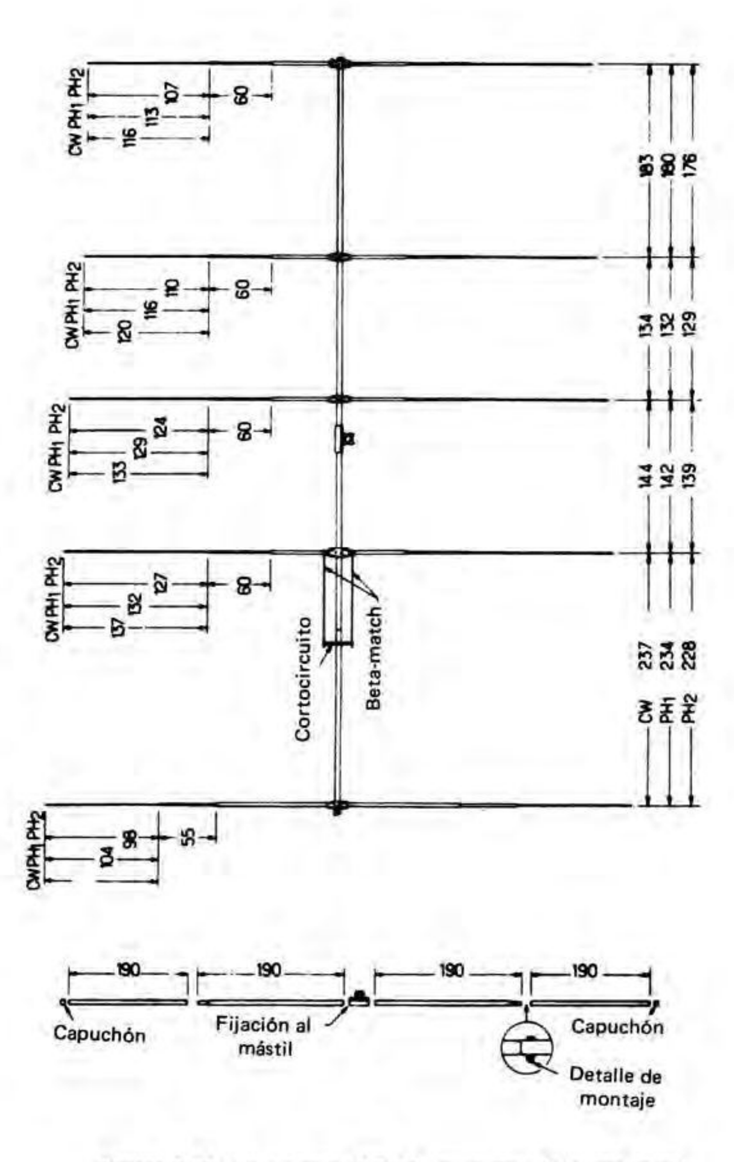


Figura 6.58. *La antena 105 BA, montada (dimensiones).*

unos 20 cm, debiendo intervenir en su momento la puesta a punto definitiva. Para los demás ramales, incluido el dipolo radiador, disponemos de dos ramales de 22 mm de diámetro y 61 cm de largo en los que se inserta un trozo de 16 mm y 66 cm sobresaliendo 60 cm en cada extremo y completado por un tubo de 11 mm y 147 cm de largo para el dipolo (o 140 cm para los directores) sobresaliendo provisionalmente unos 135 cm. La parte central del director, es decir, el tubo de mayor diámetro (22 mm), libre, se introduce en un manguito aislado y se coloca en su sitio en la pieza de ensamble.

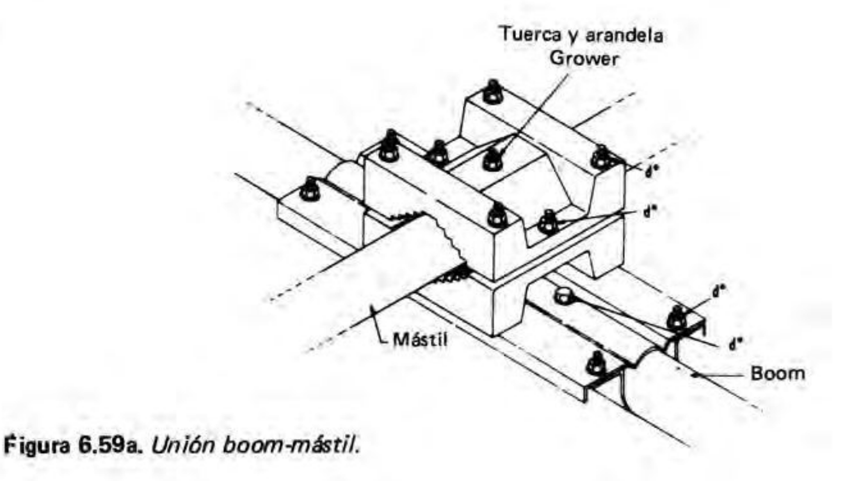


Figura 6.59a. *Unión boom-mástil.*

En cuanto a los tres directores, se fijan extremo contra extremo y se sujetan al boom según la Figura 6.59b (montaje de todo a masa). Al llegar a este punto, el montaje en el suelo ha terminado prácticamente. Queda verificar que todos los elementos están rigurosamente en el mismo plano y bloquear los tornillos de punta que mantendrán su perfecta horizontalidad.

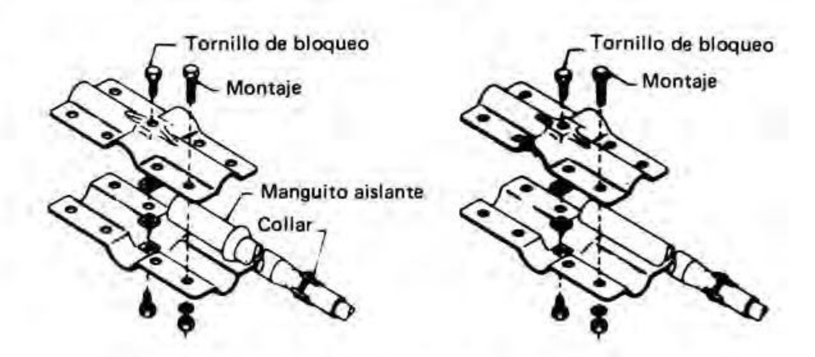


Figura 6.59b. *Puesta en su lugar de los semielementos.*

Como muestra la Figura 6.59c, los tubos "receptores" son hendidos algunos centímetros en un extremo y provistos de collares de apriete que permiten mantener en su sitio los tubos deslizantes después de regular su longitud. Se observará que la posición del collar respecto a la hendidura del tubo no es indiferente, y la figura de referencia precisa bien qué disposición debe adoptarse para que el apriete sea eficaz. Los collares sobre los 22 mm serán bloqueados cuando los tubos de 16 mm midan 55 cm para el reflector y 60 cm para todos los demás elementos. La diferencia de longitud de los elementos según su función y su distancia respecto al dipolo resulta de la longitud dada a los tubos

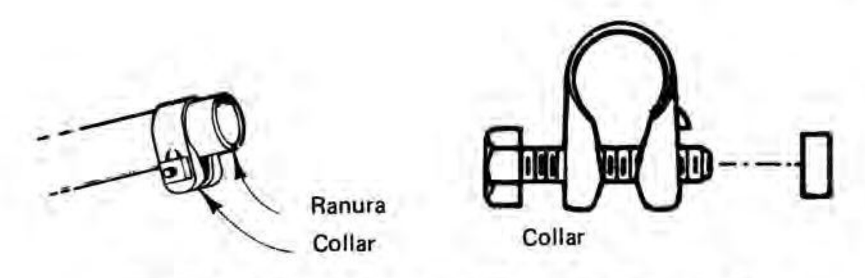


Figura 6.59c. *Detalle del bloqueo de las partes telescópicas.*

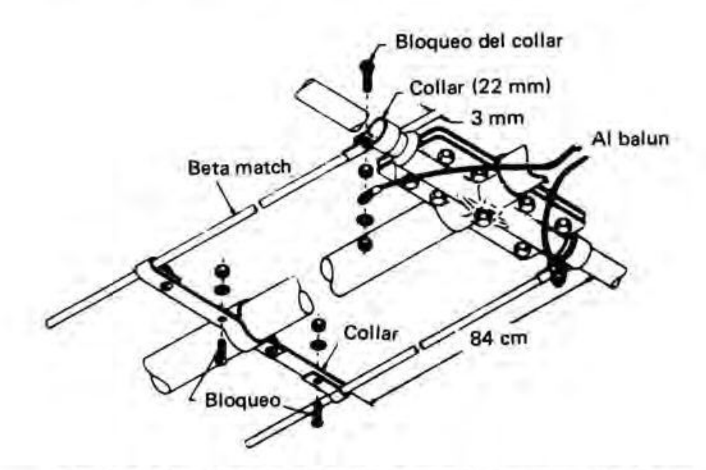


Figura 6.59d. *Detalle del "beta-match". Conexión del balun.*

terminales de 11 mm. Para esta operación hay que elegir, de una vez para siempre, la parte de la banda en la que se va a trabajar más corrientemente. CW es relativo a la banda de telegrafía y a la parte inferior de la banda de telefonía, situándose la resonancia en torno a 28,3 MHz, frecuencia para la cual el T.O.S. es de 1/1, llegando a 1,3/1 en ± 300 kHz. La relación adelante-atrás, que disminuye a medida que nos alejamos de la resonancia, es próxima a 30 dB en el mejor de los casos, y del orden de 20 dB en ± 300 kHz.

PH_1 corresponde a una resonancia en la proximidad de 28,75 MHz y nos parece el reglaje que mejor corresponde al tráfico en telefonía para un europeo, porque entre 28,3 y 29,2 MHz la proporción de ondas estacionarias se mantiene por debajo de 1,5/1. Sólo citaremos para constancia el reglaje PH_2 que cubre la parte alta de la gama, centrado en 29,3 MHz a ± 400 kHz, y que no es interesante para un radioaficionado europeo, siendo la parte central de la banda la más frecuentada por las estaciones que trabajan en telefonía (SSB). Nos queda alimentar esta antena y realizar una adaptación correcta a una línea de 50 Ω. Permite obtenerla el sistema de adaptación de tipo "beta-match", bastante



parecido al conocido "alfiler de cabellos", y cuyo punto medio, rigurosamente neutro, se lleva a masa, es decir, al boom. La Figura 6.59d reproduce claramente el montaje del beta-match, que está constituido por el alfiler de cabellos que se ha añadido a los bornes del dipolo. Es un asunto que merecería mayor desarrollo, pero no es esa nuestra intención.

Nuestra antena, tal como se presenta, está terminada. Siendo su construcción y su adaptación simétricas, sólo puede, por supuesto, ser alimentada convenientemente por medio de una línea simétrica de 50 Ω. Pero como este material no es corriente, más valdrá interponer un balun (transformador con entrada disimétrica, de relación 1/1), solución que presenta todas las ventajas y a la que no se conocen inconvenientes. Si nosotros recomendamos el BN86 de Hy-Gain también, es porque lo empleamos desde hace mucho tiempo. Se le fija al boom lo más cerca posible del dipolo para reducir al mínimo la longitud de las conexiones, que no deberán pasar de 15 cm. Recomendamos realizarlas de trenza de cobre, pues el alambre grueso es demasiado rígido y trabaja en los bornes del balun. Es un detalle que tiene su importancia.

Desde este momento se podrá izar la antena, lo cual es un juego de niños con un mástil basculante. Y se comprobará con satisfacción que las prestaciones anunciadas quedan plenamente confirmadas.

Las antenas Tonna

Esta firma, que es una de las más antiguas en experiencia, ha realizado, con destino a los aficionados que se interesan por las bandas de 145 y 432 MHz, antenas muy bien hechas, ligeras, bien adaptadas y que dan excelentes resultados (hay miles en servicio actualmente).

Debemos a la amabilidad del constructor el reproducir a continuación las características geométricas de los modelos actualmente fabricados en serie. Cada modelo está constituido por un boom metálico que recibe los elementos premontados; es una feliz disposición que permite una rápida puesta en sitio sin

error posible. Esta nueva presentación es apreciada para las pruebas en transportable desde puntos elevados, puesto que el montaje y desmontaje de la antena sólo precisan algunos minutos. Beneficiándose de un tratamiento superficial de "Alodine" color oro, las antenas Tonna resisten perfectamente a la corrosión y se presentan bajo el más feliz aspecto (Fig. 6.60 y siguientes).

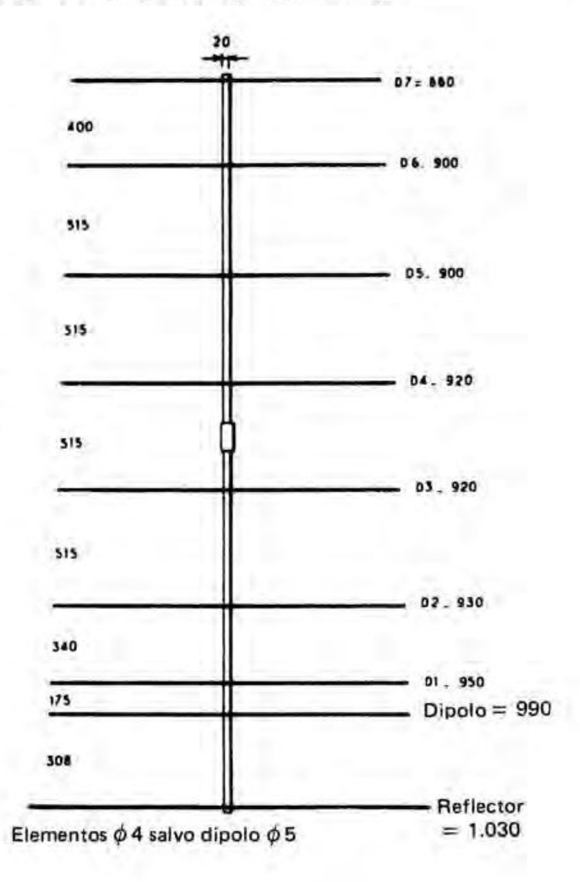


Figura 6.60. *Antena 145 MHz - 9 elementos - Tonna R7D (cotas en mm).*

Antena de 16 elementos (144 MHz)

Se ha pensado (si no se ha escrito) durante mucho tiempo que el alargar las antenas Yagi no aportaría una ganancia apreciable más allá de 13 elementos y, habida cuenta del problema mecánico planteado por la construcción de antenas largas, se ha limitado la construcción a los aéreos de "boom" corto. Ello conducía a acoplar varias capas semejantes para aumentar la ganancia. Esta solución es muy interesante desde el punto de vista de la ganancia, pero la interacción de los aéreos (superpuestos o yuxtapuestos) así como las dificultades de acoplamiento no dan un diagrama de radiación regular. Aparecen frecuente-

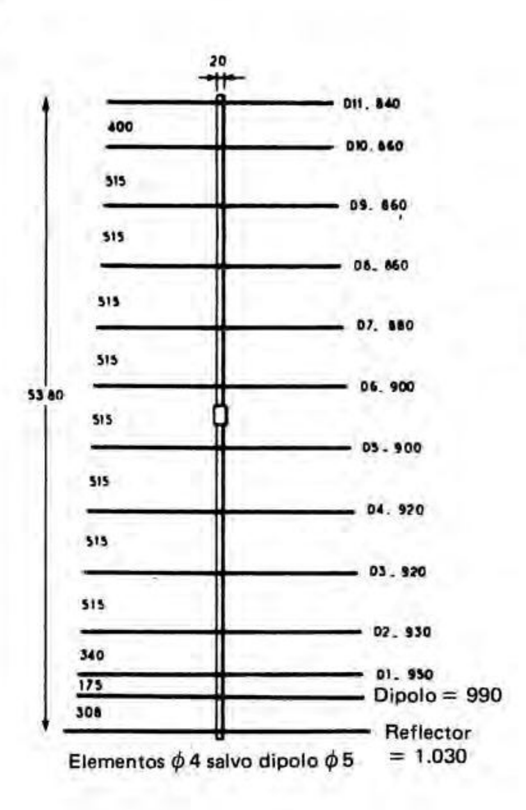


Figura 6.61 *Antena 145 MHz - 13 elementos - Tonna R11D (cotas en mm).*

mente lóbulos laterales indeseables. Una larga práctica de las antenas ha demostrado que la investigación en el sentido de la Yagi larga era interesante y rentable. En efecto, la ganancia sigue creciendo hasta una veintena de elementos a condición de que la separación sea bastante grande. Por ello se ha estudiado y realizado esta antena de 16 elementos. Se ha observado que el número de elementos influye infinitamente menos que la longitud total de la antena. Así se han llevado a cabo medidas comparativas con tres aéreos diferentes, de los que uno tenía 18 elementos (separación 0,2 λ) y otro 16 elementos de la misma longitud (separación 0,25 λ). Los resultados han sido los siguientes:

	Tensiones medidas	Comparación en dB s/dipolo
DIPOLO	70 μV	
9 elementos, separación 0,35 λ	300 μV	12,5 dB
16 elementos, separación 0,25 λ	380 μV	14,8 dB
18 elementos, separación 0,20 λ	330 μV	13,5 dB

Estos resultados confirman lo que se acaba de decir.

En su disposición definitiva, la antena se presenta como sigue:

Doble reflector – 103 cm
Dipolo (trombón) – 96 cm
Directores: A – 97 cm
B – 93 cm
C y D – 92 cm
E y F – 90 cm
G y H – 88 cm
I y J – 86 cm
K y L – 84 cm
M – 82 cm

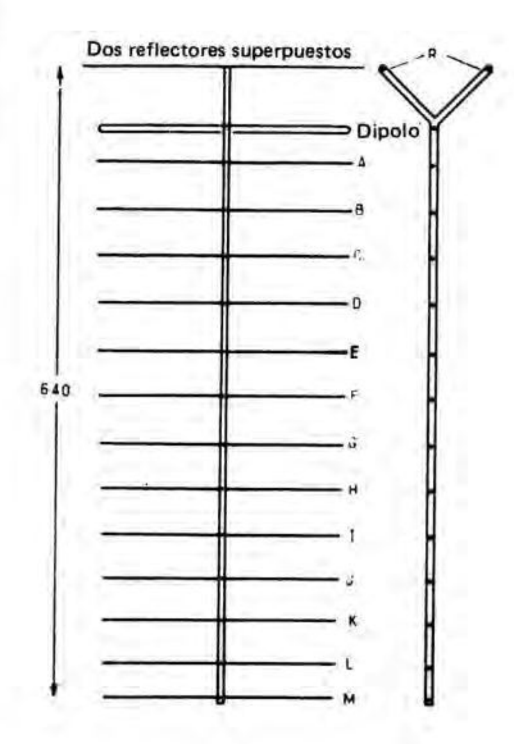


Figura 6.62. *Antena 16 elementos Tonna.*

Las separaciones son las siguientes: BC-CD-DE-EF-FG-GH, HI-IJ-JK-KL: 0,25 λ

Reflector-trombón: 0,2 λ.

Trombón-1[er] director (A): 0,1 λ

AB: 0,15 λ LM: 0,2 λ

Esta larga enumeración requiere dos observaciones:

1.ª Por qué dos reflectores. Esta disposición mejora algo la relación adelante-atrás a condición de que estén en el mismo plano vertical y disten entre sí al menos λ/4.

2.ª El primer director, a λ/10 del trombón y algo más largo que éste, es la característica propia de las antenas TONNA (patente n.º 1.044.253 presentada en 1952).

Las características de esta antena, difundida con muy numerosos ejemplares y utilizada por los autores, son las siguientes:

Ganancia = 17,8 dB (sobre antena isotrópica).

Impedancia = 75 Ω.

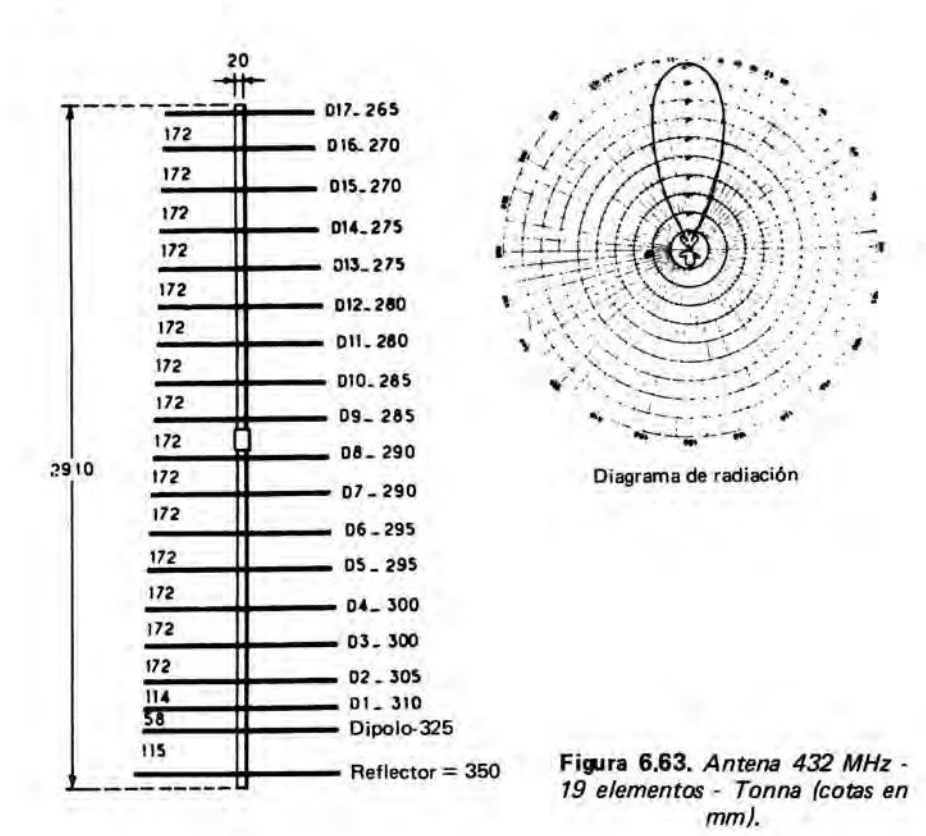


Figura 6.63. *Antena 432 MHz - 19 elementos - Tonna (cotas en mm).*

TOS medio = 1,2/1 entre 144 y 146 MHz.

Relación adelante-atrás > 20 dB.

Relación adelante-costado > 50 dB.

Angulo de apertura: en – 3 dB = 2 × 16°.

en – 6 dB = 2 × 20°.

Realizada en aluminio, con boom de sección cuadrada, la antena sólo pesa 4,4 kg.

La antena Yagi de 4 elementos (1.200 MHz)

No se trata de un aéreo de prestaciones excepcionales, sino de una aplicación práctica del principio Yagi a las frecuencias muy altas, pudiendo esperar un funcionamiento perfecto y una ganancia de 6 dB respecto a un dipolo. La antena, totalmente metálica, está constituida por un boom de latón de sección rectangular de 6 X 3 mm y 130 mm de largo, horadado por cuatro agujeros de 3,2 mm, conforme al esquema de la Figura 6.64, para recibir los cuatro elementos que se sueldan a aquél por sus centros. Es, pues, una antena del tipo "todo

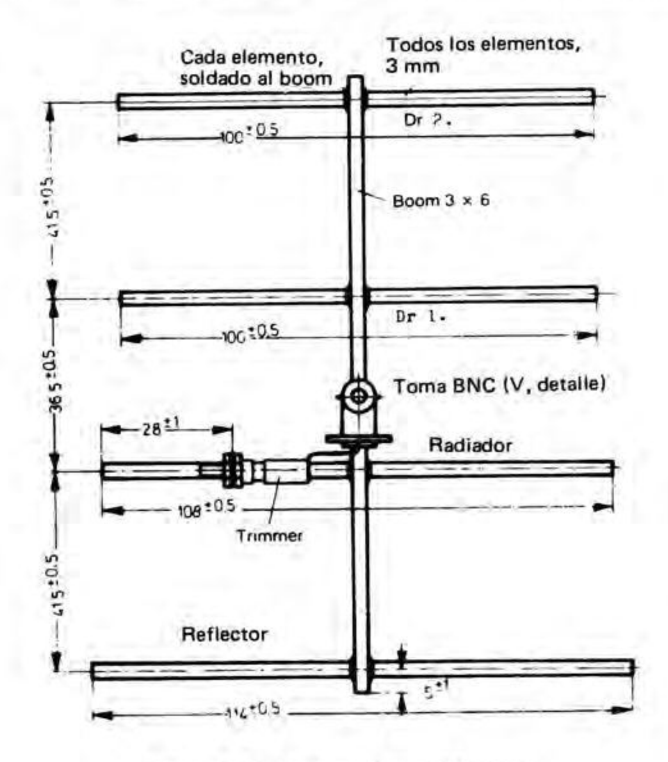


Figura 6.64. *Antena Yagi 1.200 MHz.*

a masa", lo cual supone una alimentación particular realizada desde una toma acodada BNC cuya base ha sido serrada con una muesca de 3 mm de ancho que llega hasta el cuerpo de la toma (Fig. 6.65). Esta manipulación permite soldar estrechamente la pieza al boom de modo que la salida quede alineada sobre el radiador. A partir de ahí, un "trimmer" cerámico de 4,5 pF, dispuesto paralelamente a 8 mm del dipolo, se suelda a la pieza por la parte exterior y al ramal radiante por su otra armadura, a 28 mm del extremo del mismo. Esta disposición constituye una adaptación en gamma-match, ajustable por control de la proporción de ondas estacionarias y medida de campo. Está muy indicada la

alimentación por un cable coaxial de 50 Ω. Se trata de una excelente antena experimental.

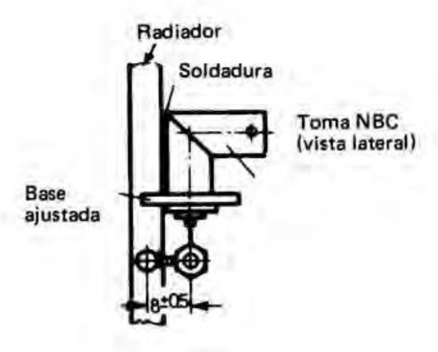


Figura 6.65. *Detalle de la fijación de la toma.*

Sistemas de enlace simétrico-asimétrico

Cuando se emplea un cable coaxial para alimentar un dipolo en su centro, se conecta el ramal central del coaxial a una de las mitades del dipolo y el forro exterior del coaxial a la otra mitad del dipolo. Si el conductor exterior del coaxial impide la radiación del conductor interior, la recíproca no es cierta, y el conductor exterior, que lleva energía de alta frecuencia, radia y perturba la radiación propia del dipolo. (Esto no ocurre con un "twin-lead" porque los dos conductores neutralizan mutuamente sus radiaciones).

Por esta causa, los técnicos que habían realizado emisores VHF no llegaban a acoplar correctamente sus antenas. El empleo de un transformador simétrico-asimétrico o de un sistema apto para suprimir la radiación exterior del coaxial pone todo en orden.

En la Figura 6.66, el cable (3), cuyo forro exterior está puesto a masa del lado del emisor, lleva la corriente de HF por su conductor interior. Para tener dos corrientes en oposición de fase, necesarias para el ataque del dipolo, se envía la corriente a dos líneas coaxiales, de las que una tiene una semionda más que la otra; la corriente en la más larga tiene un retraso de 1/2 λ respecto a la que recorre la más corta y, por tanto, a la llegada está en oposición de fase.

En la Figura 6.67 se emplea un manguito que forma con el conductor exterior del coaxial un nuevo coaxial. Como este nuevo conductor es justamente de un cuarto de onda eléctrica y está cortocircuitado en el extremo, presenta, del lado dipolo, una impedancia infinita y, por tanto, está recorrido por una corriente nula. Este cuarto de onda coaxial es prácticamente de dieléctrico aire; habrá que tenerlo en cuenta en el cálculo de su longitud.

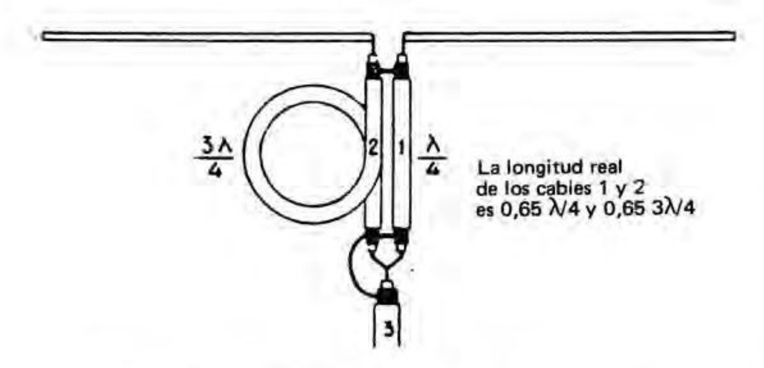


Figura 6.66. *Sistema que permite desfasar la corriente HF transportada por el coaxial inferior para que ataque correctamente al dipolo.*

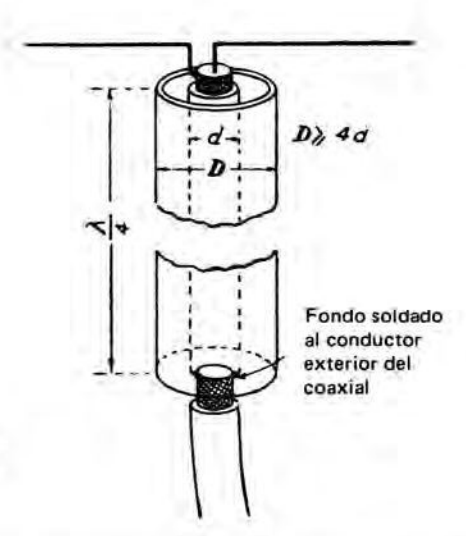


Figura 6.67. *El tubo exterior protege al conductor exterior del cable coaxial contra la radiación de la antena.*

En las Figuras 6.68a y b, la radiación del coaxial es anulada por la radiación de otro trozo de la línea de longitud λ/4. Haciendo esta longitud, como se sabe, el papel de un aislante perfecto, no cambia nada del funcionamiento del dipolo.

Se puede emplear un transformador de esta clase para alimentar un dipolo de 70 Ω por un twin-lead de 300 Ω o para transformar una impedancia de 300 Ω simétrica en una impedancia de 75 Ω asimétrica (Fig. 6.68c).

La semionda desfasa la corriente del coaxial para permitirle alimentar el twin-lead. La corriente del coaxial se divide en dos partes que son llevadas, cada una con su propia fase, a los dos conductores del twin-lead. El hecho de dividir la corriente por 2 se traduce en haber multiplicado la impedancia por 4.

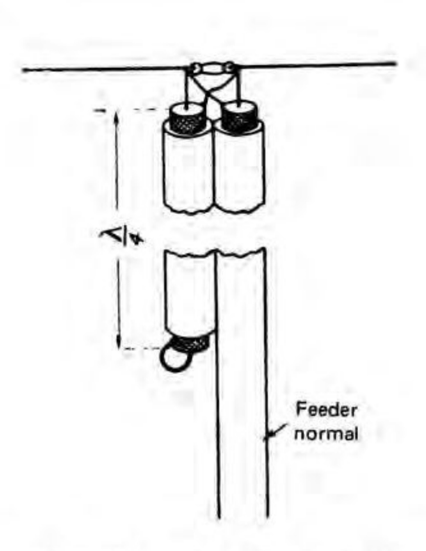


Figura 6.68a. *Compensación del efecto disimétrico de un cable coaxial utilizando un cuarto de onda de cable cortocircuitado en su parte inferior.*

Figura 6.68b. *Otro modo de realización de un "bazooka" que compensa el efecto disimétrico de un cable coaxial.*

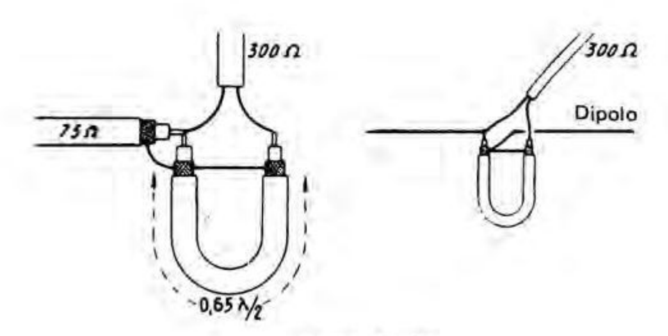


Figura 6.68c.

Si W es la energía transportada, su valor es W = 75 × I²; en el twin-lead es igual a Z × I²/4. Se tiene, por tanto, 75 × I² = Z × I²/4, Z = 300 Ω.

Estos sistemas son indispensables para la emisión enVHF y UHF; aseguran a la antena una simetría del diagrama de radiación.

Cuando el conductor exterior de un coaxial no es neutro, un cortocircuito accidental entre este conductor y una masa perturbará el funcionamiento de la

instalación. Ahora bien, el aislamiento exterior de un coaxial tiene una finalidad de protección mecánica y química más que eléctrica.

El cable coaxial es un feeder ideal, pero sólo cuando su conductor exterior es neutro y desempeña el papel de protección del conductor interior.

Determinación experimental de la longitud de un balun (144 MHz)

El balun es un excelente dispositivo que se emplea a menudo en la alimentación de las antenas VHF, pero su longitud es crítica y su determinación experimental es indispensable para el aficionado que utiliza un coaxial cuyo coeficiente de velocidad ignora. Medidas realizadas en diversos coaxiales "sobrantes" y comerciales han dado cifras que oscilan entre 0,56 y 0,83, que abarcan con demasiada anchura el 0,66 habitual para que el rendimiento de un balun sea correcto en todos los casos.

El mêtodo de medida está al alcance de todos: he aquí las operaciones, siendo la banda elegida la de 144 MHz:

Material

Trabajando el emisor de la estación sobre lámpara de carga, calcular su longitud de onda, o sea aquí 208 cm (144,230 MHz).

- Un bucle de Hertz.
- Una pinza cortante y un metro.
- Un trozo de coaxial a estudiar, cortado a 3/4 λ, o sea aquí 208 × 3/4 = 155 cm.

Montaje

Hacer un bucle de acoplamiento en uno de los extremos del coaxial; el otro quedará abierto durante todas las operaciones. Sobre el coaxial, lado bucle, hacer un trazo de señal a lápiz que servirá de origen a las medidas de longitud que van a seguir; su situación es arbitraria. Aproximar el bucle de Hertz al circuito P.A. y comprobar su funcionamiento.

Parar el emisor, acoplar el bucle del coaxial al circuito P.A. y disponer este acoplamiento de modo que ya no pueda variar en el curso de las operaciones (Fig. 6.69).

Medidas

Poner el emisor bajo tensión. Acercar el bucle de Hertz de modo que se puedan seguir bien las variaciones de radiación del circuito P.A. Después tendre-

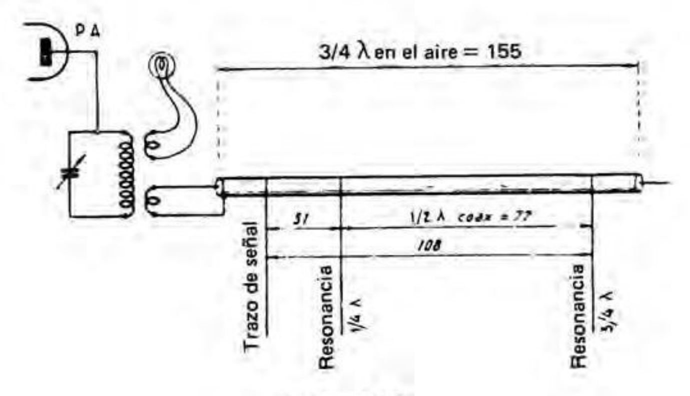


Figura 6.69.

mos, sin duda, que modificar su acoplamiento al circuito, pues la radiación en cuestión va a variar en grandes proporciones. La mejor indicación se da por la lámpara al rojo oscuro.

El dispositivo hace absorción y tiende a reducir la radiación y, por tanto, a apagar el bucle de Hertz. Esta absorción será máxima cada vez que el coaxial esté sintonizado en un número impar de 1/4 de λ. Digamos en seguida que, si la presencia del bucle y del acoplamiento modifican la longitud del primer λ/4, no tienen influencia sobre los siguientes.

Nuestro coaxial de 155 cm representa 3/4 λ en el aire; es demasiado largo y lo llevaremos a sintonía en 3/4 λ por recortes sucesivos de aproximadamente un centímetro. El bucle de Hertz acusará cada recorte: reducirá su luz y pasará por un mínimo antes de subir de nuevo. Cuando estemos en el mínimo tendremos la sintonía en 3/4 λ. En ese momento anotaremos la longitud: trazo-señal en el extremo abierto del coaxial (o sea aquí 108 cm).

Después buscamos del mismo modo la sintonía en 1/4 λ y medimos la nueva longitud de coaxial (aquí 31 cm), y con esto hemos terminado las medidas.

Resultados

La diferencia entre las longitudes medidas (108 – 31 = 77 cm) representa exactamente la de 1/2 λ de coaxial; es la que emplearemos para la confección de un balun.

De esta misma longitud de 1/2 λ de coaxial podemos deducir el coeficiente de velocidad

$$C = \frac{\lambda \text{ en el coaxial}}{\lambda \text{ en el aire}} = \frac{77 \times 2}{208} = 0{,}74$$

Se puede emplear otro procedimiento, también muy preciso, conectando el cable a medir en paralelo en la entrada del receptor. Se llega a una atenuación máxima para 1/4 λ, 3/4 λ, etc.

El mismo método es aplicable a las líneas bifilares paralelas utilizadas para los "stubs", las líneas de puesta en fase o de desfase, etc.

Por fin, el impedancímetro que se describe más adelante (véase Medidas) permite también determinar con precisión la longitud de una semionda de cable y, por tanto, un cuarto de onda por división.

Realización de un balun de banda ancha

La realización de un tal dispositivo se ha efectuado partiendo de un toro de ferrita, tipo FN 19-1104, suministrado por L.T.T.

Como se sabe, los toros de ferrita permiten obtener inductancias de fuerte sobretensión y acoplamientos muy apretados, ya que el circuito magnético cerrado causa un mínimo de fugas. (No serían convenientes los toros procedentes de equipos telefónicos o de sistemas de corrientes portadoras).

Teniendo nosotros un toro de ferrita apropiado, después de encintarlo con una delgada capa de Teflon, hemos efectuado los tres bobinados toroidales indicados en la figura (relación 1/1).

El hilo esmaltado de 16/10 se ha pasado por un "spaghetti" de Teflon, pero en estas frecuencias nos podríamos contentar con un spaghetti de aislante plástico ordinario (Fig. 6.70).

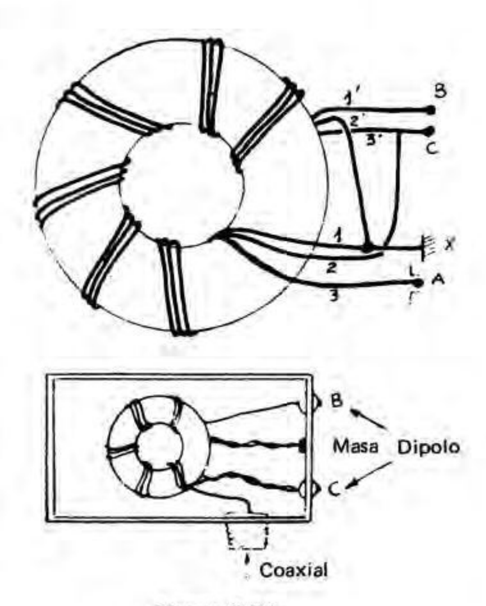


Figura 6.70.

En nuestro caso cada bobinado tiene 5 espiras y media, y la anchura de este balun cubre muy ampliamente las tres bandas de 14, 21 y 28 MHz.

El conjunto se ha montado en una caja estanca de latón soldado, pasando la salida al aéreo por dos perlas aislantes (vidrio o esteatita) recuperadas en un condensador; entrada coaxial por una pieza N (UG 21/BU).

La caja se fija al boom por un collar de modo que las dos salidas aisladas estén próximas a los extremos centrales del dipolo.

Después de la puesta en sitio, ha bastado acortar ligeramente el ramal radiante para obtener el mínimo de TOS en la parte de las tres bandas que se prefiera.

Presentación comercial

Para los usuarios que no deseen efectuar una tal realización, precisemos que la mayoría de las firmas especializadas en la fabricación de antenas comercializan sistemas simetrizadores de ferrita de banda ancha que se basan en el principio arriba expuesto y de los que algunos son simultáneamente transformadores de impedancia (generalmente de relación 1:4). Citaremos, por ejemplo, el tipo BN 86 (Hy-gain) de un peso de 500 g, que cubre una gama de 3 a 30 MHz, en 52 Ω, y presenta pérdidas de inserción despreciables.

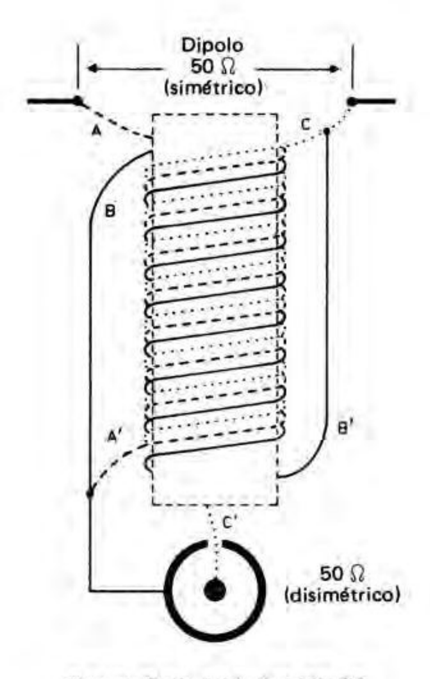


Figura 6.71. *El balun BN 86.*

Está compuesto esencialmente de una barra de ferrita de 70 mm de longitud y 12,5 mm de diámetro en la que están arrollados tres hilos en ocho vueltas, de hilo esmaltado de 20/10 de mm y cuya presentación, una vez terminado, es la que muestra la Figura 6.71.

Se puede, pues, realizarlo por sí mismo fácilmente y, si la instalación no pasa de 200 W, emplear hilo más delgado (15/10 de mm) más fácil de bobinar. Para evitar que se rompa la ferrita, conviene realizar el bobinado sobre la cola de una gruesa barrena y deslizarlo después sobre la barra magnética; es una buena precaución. Se señalarń los tres hilos con colores diferentes y se dejarán algo largos para realizar los empalmes por soldaduras conforme al croquis propuesto.

Las salidas A y C se empalman al dipolo y las salidas A' y C' se llevan a una toma coaxial SO 239 destinada a recibir el cable. El conjunto se encierra en una caja estanca suspendida del boom lo más cerca posible del centro del dipolo.

Inútil precisar que la realización personal es la más económica.

Antenas circulares

Están constituidas por un conductor plegado en forma de círculo, eligiendo el diámetro de este conductor lo bastante grueso para asegurar la rigidez de la espira así formada. Si la espira tiene una longitud igual a una onda entera, la dirección de radiación máxima es según el eje de la espira y la radiación es nula en el plano de la espira. Si este plano es vertical y es alimentada por la parte baja, las ondas radiadas estarán polarizadas horizontalmente, y en esta posición

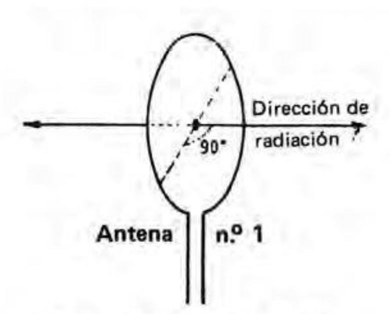


Figura 6.72a. *Antena de onda entera; ondas de polarización horizontal.*



Figura 6.72b. *Antena de onda entera; ondas de polarización vertical.*

la misma antena, utilizada en la recepción, recibirá las emisiones de polarización horizontal que proceden del plano perpendicular al de la espira. Una tal espira presenta una directividad bastante pronunciada, como lo prueba su diagrama de radiación. Su ganancia supera en 1 dB a la de una antena plegada en trombón.

Si la antena es alimentada según un diámetro horizontal, emitirá ondas polarizadas verticalmente según el plano de la espira. También será apta para recibir

ondas polarizadas verticalmente que vengan en una dirección que pase por el plano de la espira.

La impedancia en el punto de alimentación es la de un trombón, o sea 300 Ω.

La antena circular de media onda está formada como una antena rectilínea de media onda cuyos extremos se habrían aproximado para formar un círculo.

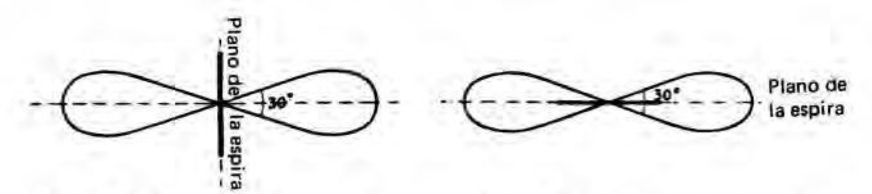


Figura 6.73a. *Diagrama de radiación de la antena 1.*

Figura 6.73b. *Diagrama de radiación de la antena 2.*

Según sea el modo de alimentación, la polarización será vertical u horizontal y los efectos son análogos a lo que se ha dicho con referencia a la espira de onda entera.

La alimentación en la parte baja no da el mismo reparto de corriente en la espira que si se efectúa en el costado.

En el primer caso, los vientres de tensión están en el costado, mientras que en el segundo caso se encuentran arriba y abajo. Se comprende que el efecto producido no sea el mismo.

La antena cuadrada, casi equivalente a la antena circular, permite entender mejor lo que ocurre.

En el caso de la antena alimentada en la parte baja, los dos conductores horizontales están alimentados en fase y dan una radiación horizontal perpendicular al plano que los contiene (antena Quad.).

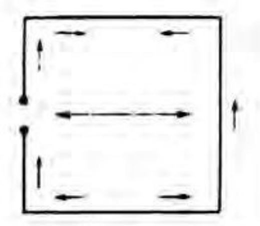


Figura 6.74a. *Antena cuadrada alimentada por un lado*

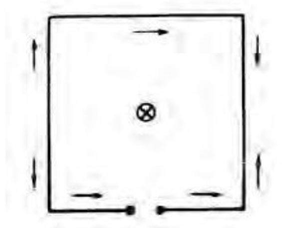


Figura 6.74b. *Antena cuadrada alimentada por abajo.*

En el caso de la antena alimentada en el costado, las corrientes en los conductores horizontales están en oposición de fase y dan una radiación en el plano de los conductores.

La antena circular de media onda tiene una resistencia de radiación próxima a la de la antena de media onda rectilínea.

Para la antena de onda entera, el diámetro de la espira será $d = \lambda/\pi$.
Para la de media onda. $d = \lambda/2\pi$.

Antena hélice

Esta antena está constituida por un conductor grueso arrollado en hélice; se parece a las bobinas de un gran emisor y sus dimensiones son función de la frecuencia en la que está destinada a funcionar.

El diámetro de las espiras es igual a $\lambda/3$, el paso del bobinado es igual a $\lambda/4$ y la longitud depende del número de espiras (Fig. 6-75).

Esta antena presenta ciertas particularidades: funciona para frecuencias que pueden llegar al 20% en más o en menos de aquélla para la que está prevista, lo que hace poco crítica su realización.

Por otra parte, tiene la propiedad de emitir ondas sin polarización definida, es decir, que pueden ser captadas por una antena situada en cualquier posición en un plano vertical perpendicular a la dirección del emisor.

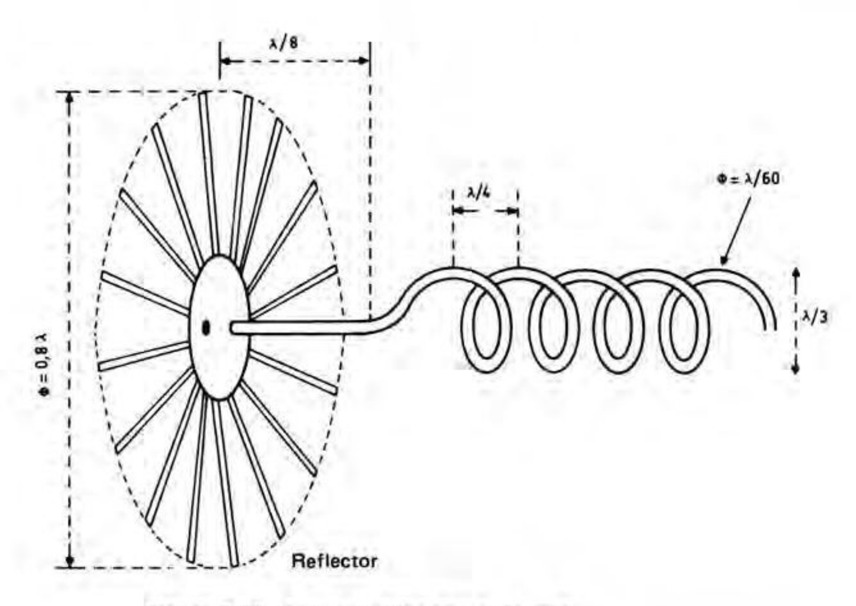


Figura 6.75. *Antena hélice con reflector.*

Si se utiliza como antena receptora, recibirá indiferentemente ondas polarizadas verticalmente u horizontalmente.

Generalmente se la coloca delante de un reflector plano para darla una radiación unidireccional. La antena representada en la Figura 6.77 puede cubrir la banda 144-225 MHz. Está centrada en 180 MHz.

En 144 MHz, la anchura del haz del diagrama de radiación para una atenuación de 6 dB es de 60° y la ganancia es de 11 dB.

En 180 MHz, la anchura del haz es de 50° y la ganancia de 13 dB.

En 220 MHz, la anchura del haz es de 40° y la ganancia de 15 dB.

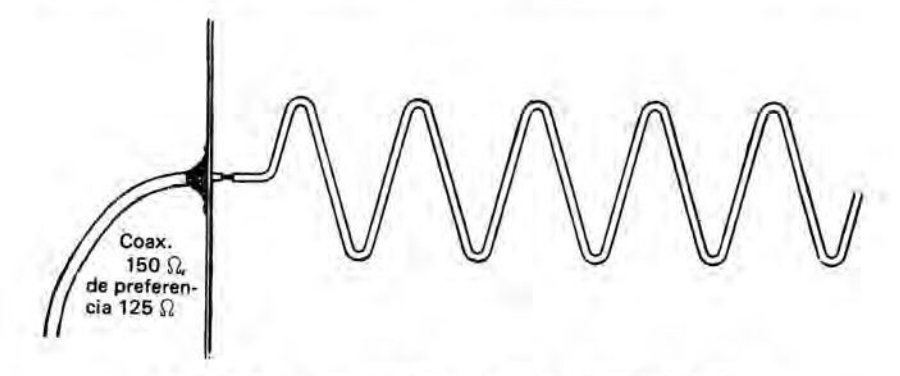


Figura 6.76. *Modo de alimentación de la antena hélice.*

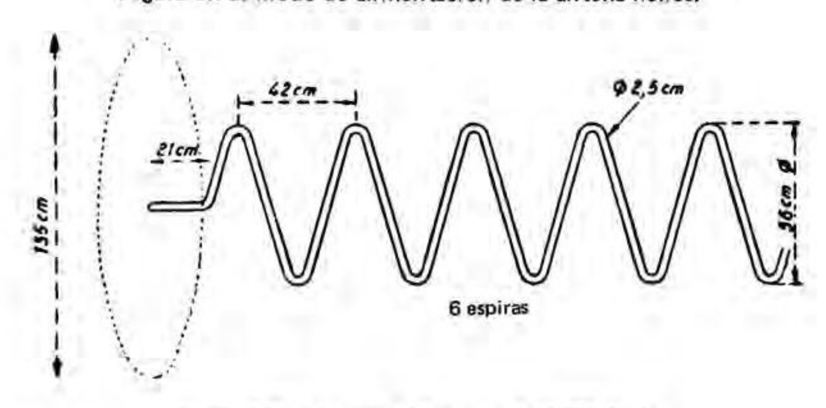


Figura 6.77. *Antena hélice para 144-225 MHz.*

Antena dipolo con reflector diédrico

Esta antena se compone de un dipolo situado en el plano bisector de un reflector diédrico. Este reflector está formado por pequeñas varillas metálicas

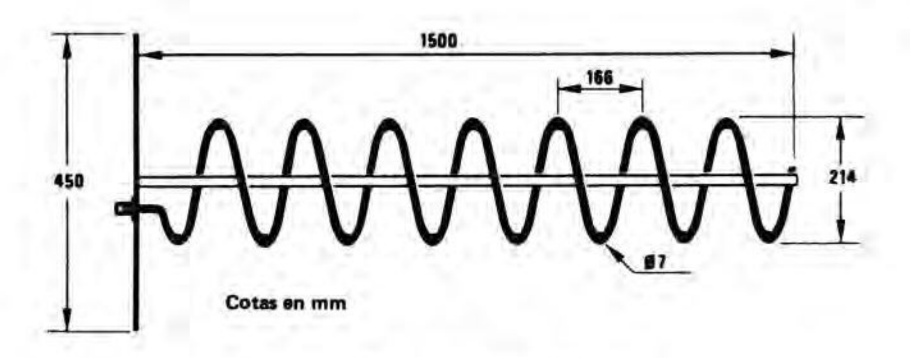


Figura 6.78. *Antena hélice 432 MHz.*

espaciadas de 6/100 a 1/10 de λ y de una longitud de 0,6 λ, mantenidas paralelas por travesaños.

El diedro podría ser realizado más fácilmente por una chapa plegada, pero su presa en el viento sería tan fuerte que la antena quedaría destruida por la primera borrasca. Se podría considerar el empleo de chapa perforada, pero la presa en el viento sería todavía grande y el peso elevado.

Los lados del diedro deben tener por lo menos una longitud de 2 λ para asegurar la máxima ganancia, pero si no es la ganancia la condición importante sino más bien la protección trasera asegurada por esta clase de reflector, se podrá reducir la longitud de los lados del diedro a una longitud de onda.

Con un ángulo de 60° y lados de 2 λ se obtiene una ganancia de 12 dB. Si se reducen los lados a 1 λ, la ganancia baja a 10 dB.

La resistencia de radiación de dipolo varía con el ángulo de apertura del diedro y con la distancia a la arista del diedro.

Las curvas de la figura 6.79 dan el valor de esta resistencia para diferentes ángulos diedros. El ángulo de 180° corresponde evidentemente al reflector plano. Para este valor del ángulo, la resistencia de radiación presenta variaciones análogas a la de una antena horizontal cuya distancia al suelo varía (véase Capítulo 2).

Se observa que cuanto más pequeño es el ángulo del diedro, más se reduce la resistencia de radiación; por el contrario, ésta aumenta si se aleja el dipolo de la arista del diedro. Estas dos observaciones no tienen nada de contradictorias, sino todo lo contrario. Ambas muestran que cuanto más cerca está el reflector del diedro, más se reduce la resistencia de radiación. Es un hecho enteramente general (véase antenas con elementos parásitos).

Para adaptar el dipolo a un cable coaxial de 75 Ω, se podrá utilizar una distancia dipolo-parásito igual a λ/4 o λ/2 con un reflector plano (ángulo de 180°)

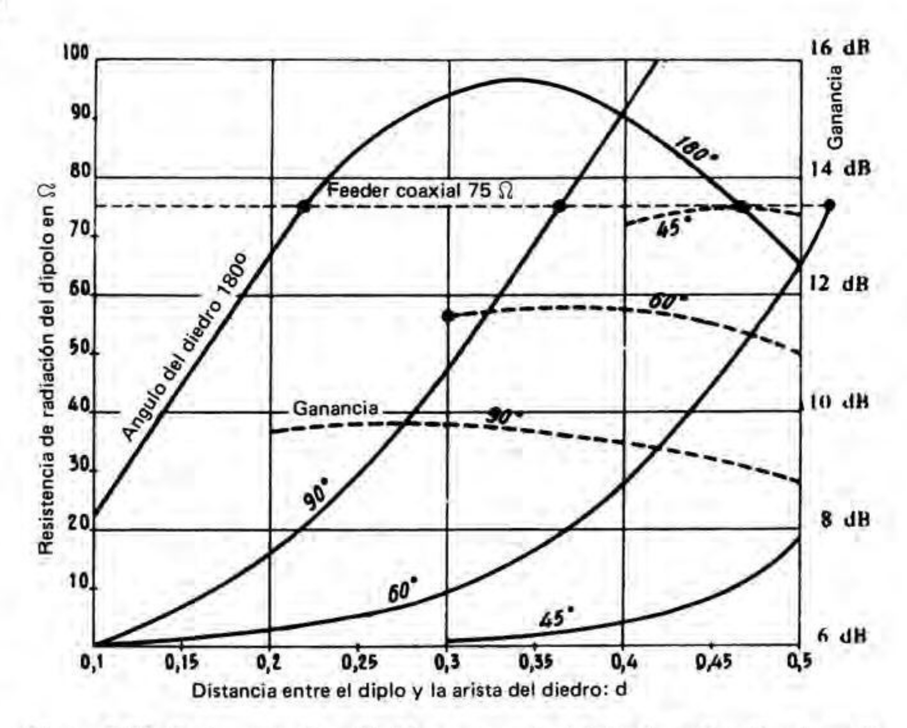


Figura 6.79. *Resistencia de radiación y ganancia del dipolo en función de su distancia a la arista del diedro para distintos ángulos de abertura del diedro.*

o una distancia de 0,35 λ para un ángulo diedro de 90°, o una distancia de λ/2 para un ángulo de 60°.

Se puede contemplar el empleo de dos o tres antenas de media onda en fase (colineales) en lugar del dipolo λ/2 y ganar así algunos dB, aumentando la resistencia de radiación, lo cual permite, además, llevarla a 75 Ω empleando un ángulo diedro más pequeño.

La Figura 6.79 muestra que la ganancia máxima se obtiene con un ángulo diedro de 45° y una distancia dipolo-arista del diedro comprendida entre 0,4 y 0,5 λ; esta última distancia da una resistencia de radiación de 18 Ω. Se la puede llevar a unos 75 Ω utilizando, en lugar del dipolo sencillo, un trombón de elementos iguales que multiplica la impedancia por 4.

$$18\ \Omega \times 4 = 72\ \Omega$$

La alimentación por un coaxial de 75 Ω será del todo correcta. Se utilizará un dispositivo simétrico-asimétrico para realizar esta alimentación según las reglas del arte.

El empleo de un reflector parabólico en lugar de un reflector clásico conplica la realización del reflector sin umentar la ganancia de modo apreciable. Por

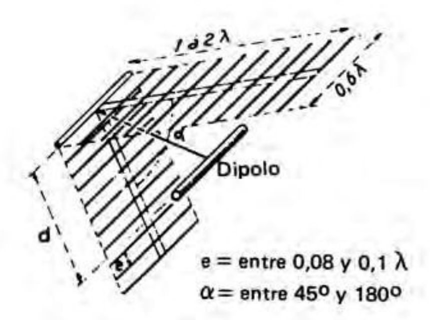


Figura 6.80.

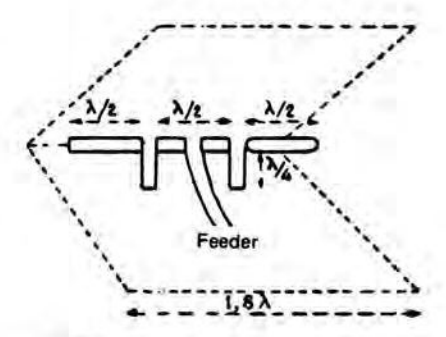


Figura 6.81. *Tres semiondas en fase en un reflector diedro. Ganancia posible: 15 dB.*

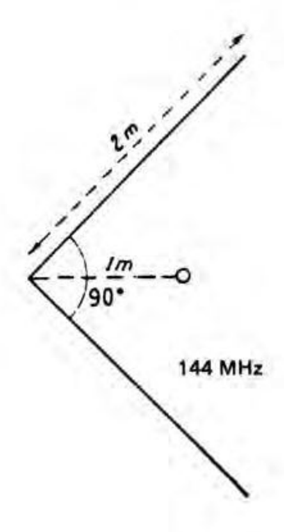


Figura 6.82. *Longitud de las varillas del reflector: 1,20 m.*
Distancia entre varillas: 12 cm.
Longitud del dipolo: 95 cm: ϕ 20 a 30 mm.
Antena diedro para 144 MHz.
Ganancia: 10 dB; R_r = 150 Ω.
(Este modelo está reducido para evitar demasiada ocupación de espacio. Podría aumentarse algo la ganancia reduciendo el ángulo para aumentar R_r a 70 Ω. Angulo de 60º aprox.).

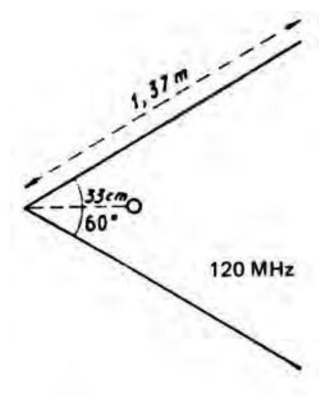


Figura 6.83. *Longitud de las varillas: 42 cm.*
Separación entre varillas: 7 cm.
Longitud del dipolo: 65 cm; ϕ 20 mm.
Antena diedro para 420 MHz.
Ganancia: 12 dB; R_r = 70 Ω.

otra parte, debiendo encontrarse el dipolo en el foco de la parábola, esto suprime la flexibilidad en la adaptación que permite el reflector diédrico con sus dos parámetros variables: ángulo del diedro y distancia dipolo-arista.

Un reflector en forma de paraboloide de revolución (véase más adelante) sólo se puede emplear en ondas centimétricas. Se utiliza esta clase de reflector en los relés de microondas y en la recepción de imágenes de TV-satélite, en 11 GHz en particular. Las Figuras 6.82 y 6.83 dan las dimensiones de antenas con reflector diédrico para 144 y 432 MHz.

Antena-cortina (144 MHz) de 20 elementos

He aquí una antena muy conocida y, sin embargo, poco empleada, susceptible de ser muy apreciada en ciertos casos. Comprende esencialmente diez antenas de dos elementos de espaciamiento de cuarto de onda, cuyos radiadores están acoplados en fase, de alta impedancia. La Figura 6.84 reproduce todas las cotas útiles para su realización así como las del balun que tiene la doble función de paso simétrico-disimétrico y de adaptación de impedancia 75 Ω/300 Ω.

Su ángulo de apertura presenta una ventaja cierta sobre la directividad de la Yagi en la búsqueda de las estaciones. Su empleo está poco extendido a causa de su gran ocupación de espacio y de su construcción más complicada que la de una Yagi.

Precisemos que todos los elementos deben estar aislados en sus puntos de fijación. Para la fabricación empleamos tubo de plástico reforzado.

Las piezas de las fijaciones son las empleadas en la fabricación de las antenas de televisión, pero pueden adecuarse otras (tés, escuadras, cuatro bridas y una placa de chapa). Deben respetarse todas las dimensiones para su mejor funcionamiento. El tubo central es un mástil de acero de 35 mm de diámetro. Para una buena rigidez mecánica es necesario no bajar de este diámetro.

1) *Los reflectores:*

Son de varilla de aluminio de 4 mm de diámetro y miden 1,03 m. La fijación central está ligeramente descentrada para que no se toquen dos reflectores y que el espacio entre sus extremos sea sensible igual a la separación de dos líneas.

2) *Los elementos pasivos:*

También son de varilla de aluminio de 4 mm de diámetro y 99 cm de longitud.

En los extremos, estos elementos estarán fileteados. La longitud del fileteado depende de la situación del elemento. Para los dos elementos centrales (donde va a conectarse el cable o el transformador) hay que prever una longitud mayor (unos 20 mm). Para los demás elementos conviene filetear 10 a 15 mm. El apriete de las líneas de acoplamiento se hace entre dos tuercas de 4 mm.

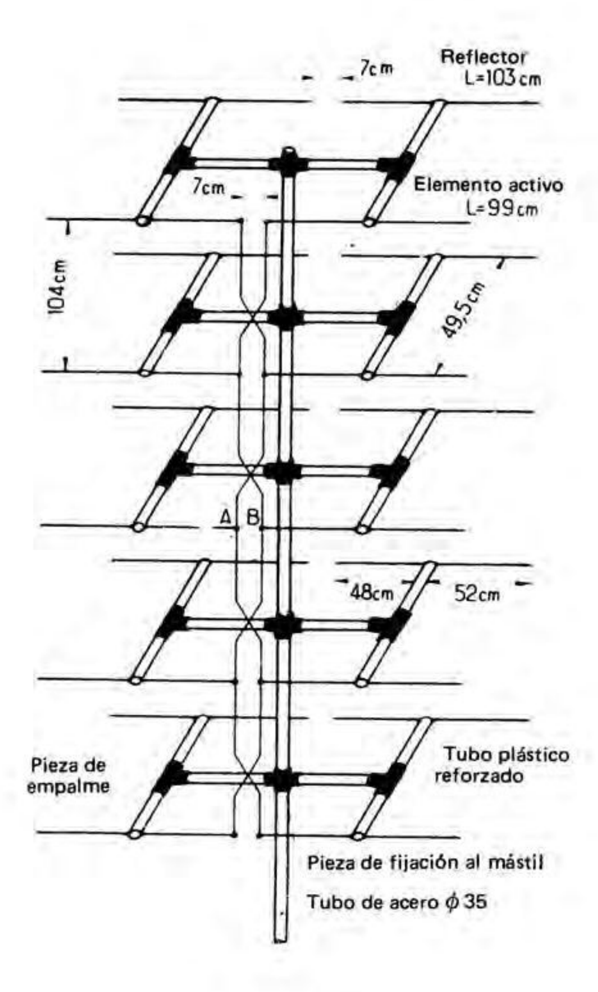


Figura 6.84.

3) *Las líneas:*

Son también de varilla de aluminio de 4 mm y se pliegan para que no se toquen al cruzarse.

Sus extremos se aplastan y horadan con un agujero de 4,1 mm de diámetro para que encajen sobre el fileteado de los elementos activos para apretarlos.

También se pueden realizar de hilo de cobre TH de 15/10 de mm en cuyos extremos se habrán soldado pequeños anillos estañados para su fijación a los elementos activos.

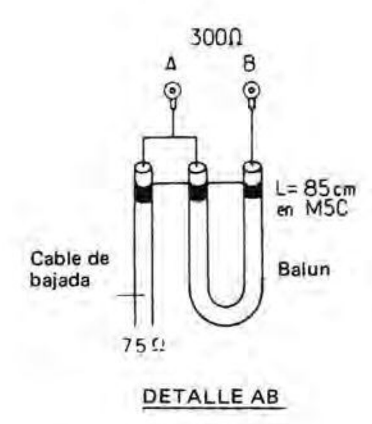


Figura 6.85.

Conclusion:

Esta antena se puede elegir en todos los casos en los que se precisa un gran ángulo de apertura. Su empleo está recomendado en las regiones montañosas en las que los ecos sirven a veces al tráfico. Con dos de estas antenas acopladas es fácil cubrir un ángulo de 180° sin tener que hacer girar el aéreo.

Es de observar que ciertos emisores de TV emplean esta antena a causa de su gran ángulo de apertura.

No obstante, aún queda la gran ocupación de espacio.

Antena de reflector plano

Es una extrapolación de la antena-cortina en la que los elementos reflectores lineales están reemplazados por un reflector de gran superficie.

Este tipo de antena es afamado por combinar una relación adelante-atrás elevada con una banda pasante muy ancha. Con un reflector adecuadamente situado, la ganancia respecto a un doblete isotrópico está dada por la relación:

$G = 4\pi\, ab/\lambda^2$ en la que a y b son las dimensiones del reflector.

El ángulo de apertura en -3 dB en el plano horizontal es:

$H^o = 51/b$, y en el plano vertical es $V^o = 51/a$.

La antena comprende esencialmente un panel reflector de rejilla de malla de 40 mm extendido en un bastidor metálico de 6 × 3 m, delante del cual están dispuestos a 0,15 λ (30 cm) dos conjuntos de seis dipolos de λ/2 de 99 cm, agrupados de dos en dos en una misma línea y alimentados en sus extremos por una línea rígida de hilo de 4 mm con cruce alternado entre cada nivel. La ali-

mentación de cada conjunto se efectúa en los empalmes AB y A'B' como se muestra en la Figura 6.86. Se observa fácilmente que los elementos son los mismos de la antena-cortina. También se puede asimilar cada conjunto de seis dipolos de $\lambda/2$ a tres ramales de onda entera separados media longitud de onda y alimentados en fase en el centro del elemento central.

Es un modo simplificado de analizar el croquis de conjunto descriptivo de la Figura 6.87.

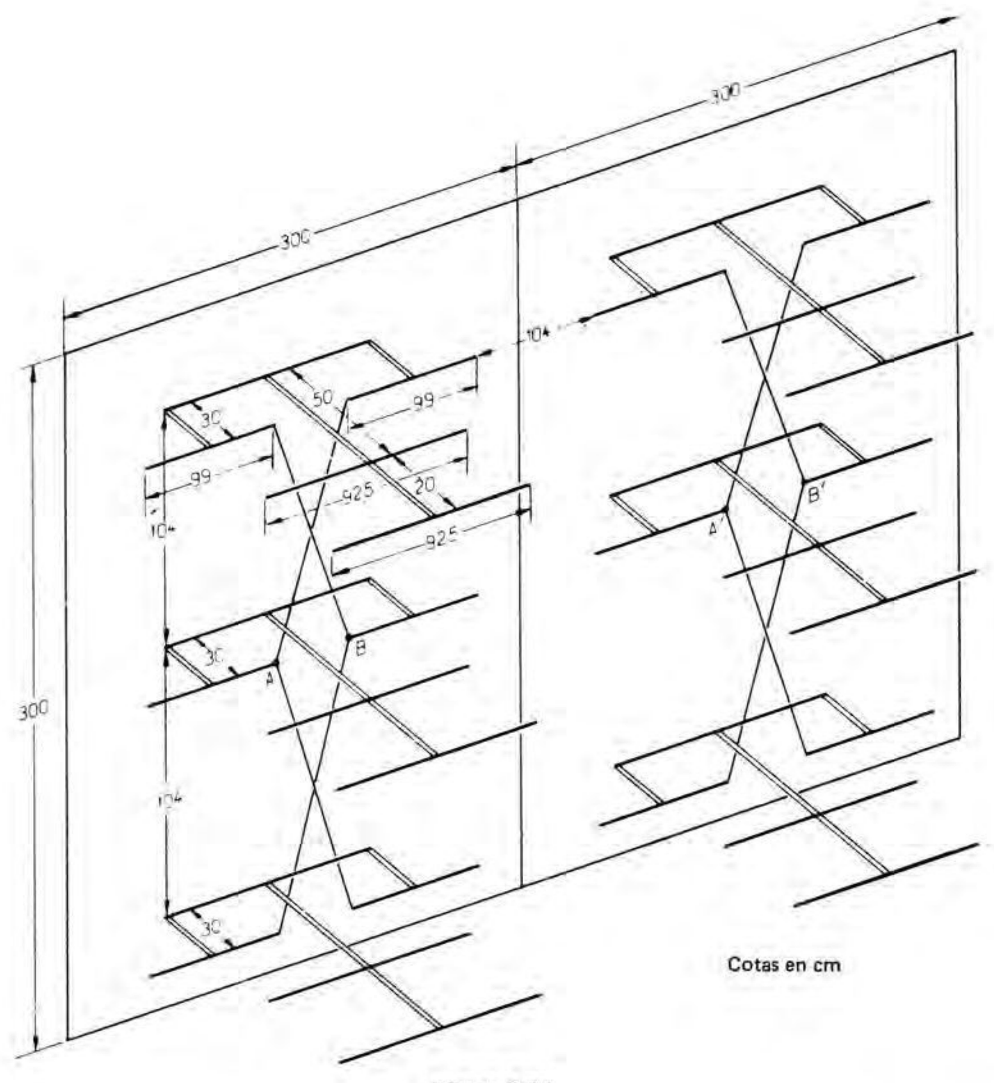


Figura 6.86.

Cada uno de los dos conjuntos se une a un trozo de línea flexible de 300 Ω que comprende un número exacto de semilongitudes de onda eléctricas, o sea n × λ/2 × k, fórmula en la que k es el factor de velocidad de la cinta plana utilizada. Esta longitud crítica se determina muy bien con el impedancímetro, descrito en otro lugar. Cada línea llega entonces al extremo de otra línea de hilos paralelos al aire constituida por dos hilos de 4 mm de diámetro separados 3 cm y de una longitud de 1 m aproximadamente. La alimentación a esta línea se efectúa por cable de 75 Ω asociado a un paso simétrico-disimétrico (balun) análogo al descrito anteriormente, que simetriza la antena. La posición del cortocircuito, que determina la base de la 1/2 λ, y la del ataque a la línea, retocadas alternativamente, permiten conseguir fácilmente una proporción de ondas estacionarias próxima a la unidad.

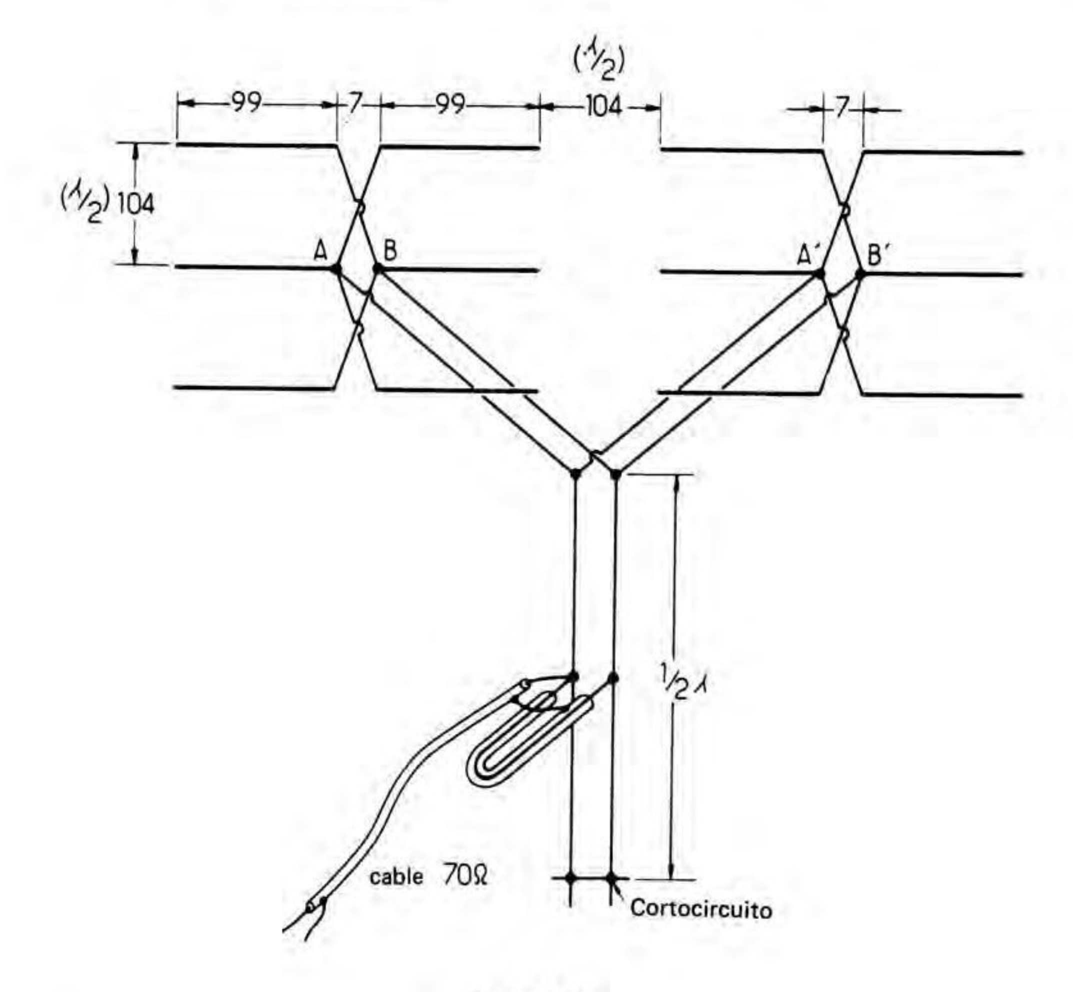


Figura 6.87.

Añadiremos, en plan práctico, que los dipolos se fijan a la armadura metálica del reflector por ramales de materia plástica aislante de 30 cm de longitud, en número de doce.

Esta antena, tal como se ha presentado y que tiene muchas analogías con la descrita precedentemente, ha mostrado una ganancia sensiblemente próxima a la prevista por el cálculo teórico. Ello ha animado al autor (F 8 DO) a llevar más lejos las posibilidades del aéreo añadiendo a cada par de dipolos dos elementos directores (L = 92,5 cm) sostenidos por una barra de plástico aislante de 70 cm de longitud y dispuestos a 0,1 λ uno de otro y a 0,1 λ por delante del plano de los elementos radiantes. Este complemento, después del retoque de adaptación a la base, ha mejorado la ganancia total en 3 dB y la ha llevado hasta 18-19 dB respecto a un sencillo dipolo. La relación adelante-atrás es ahora superior a 30 dB con un ángulo de apertura de 22 a 26° en los dos planos.

Es evidentemente una antena de alta competencia, reservada a realizadores con experiencia. Es excelente en el tráfico experimental por reflexión lunar o en los enjambres de meteoritos. Este empleo postula, naturalmente, un doble mando de orientación, a la vez en sitio y en acimut.

Antenas bandera

En las U.H.F. (f > 300 MHz) se utilizan antenas especiales. La antena bandera es una antena receptora; emplea un dipolo que, en lugar de tener la forma de un conductor tubular, presenta la forma de dos triángulos isósceles opuestos por un vértice, formando cada triángulo la mitad de un dipolo de media onda. Esta forma tiene por objeto aumentar la superficie del dipolo y, por tanto, aumentar su poder de captación (que se hace más débil a medida que aumenta la frecuencia). Además, da al dipolo la propiedad de poder captar, en condiciones casi iguales, las señales emitidas en una ancha banda de frecuencias, por ejemplo entre 500 y 900 MHz.

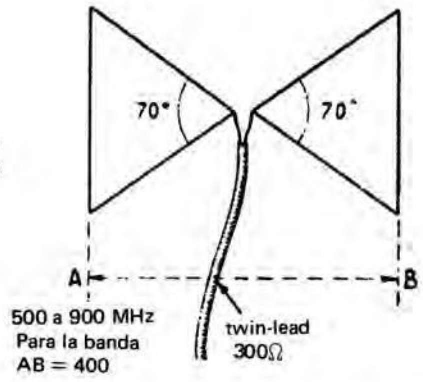


Figura 6.88a. *Antena bandera. Ganancia de 1 a 4 dB (1 en 500 MHz, 4 en 900 MHz).*

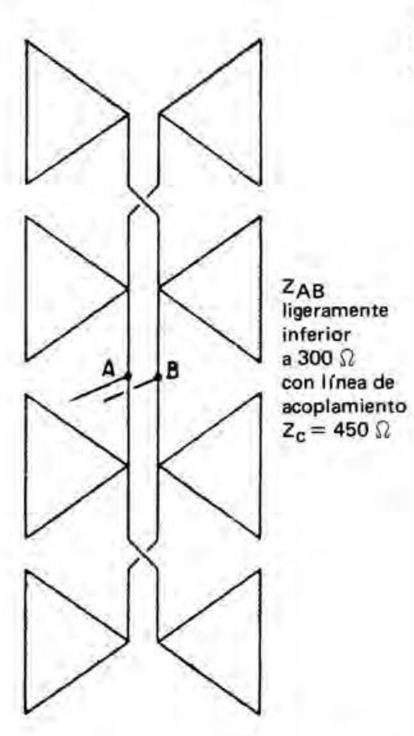


Figura 6.88b. Antena bandera de cuatro conjuntos en fase. Ganancia de 7 a 10 dB (7 en 500 MHz; 10 en 900 MHz).

Se puede colocar esta antena delante de un reflector plano o en un reflector diédrico e incluso acoplar juntas varias de estas antenas del modo habitual.

La impedancia en el centro de la antena bandera varía con el ángulo en el vértice del triángulo isósceles. Para un ángulo de 70°, la resistencia de radiación es de 300 Ω.

Para evitar una presa en el viento demasiado grande, los triángulos se fabricarán de chapa perforada.

Las figuras 6.88a y b representan la antena bandera sencilla y una antena de cuatro conjuntos alimentados en fase; podrían añadirse dos o tres decibelios suplementarios por la utilización de un reflector plano.

La antena "esqueleto"

Comprende un cuadro cuyo funcionamiento es difícil de explicarse a primera vista, ya que es completamente cerrado. Sin embargo, con un poco de imaginación, se le puede descomponer como sigue: dos antenas de media onda plegadas, una en la parte superior del cuadro y otra en la parte inferior, alimentadas por sus extremos mediante una línea de hilos paralelos cuya impedancia característica corresponde a la impedancia de la antena entre sus dos extremos. Una línea permite entonces adaptar la línea de acoplamiento al feeder de bajada.

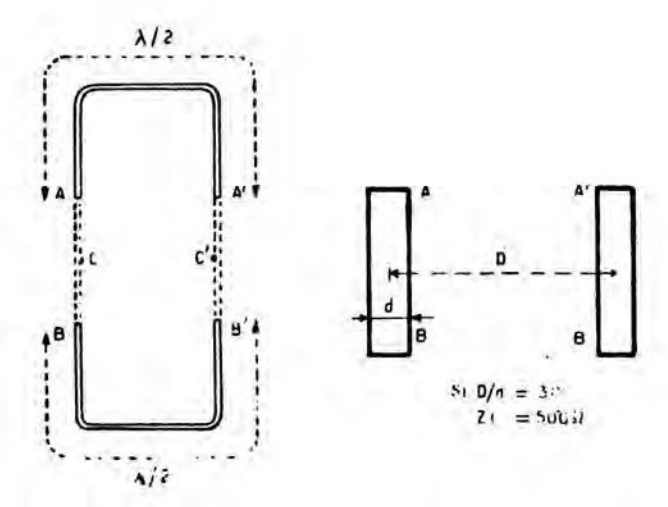


Figura 6.89.

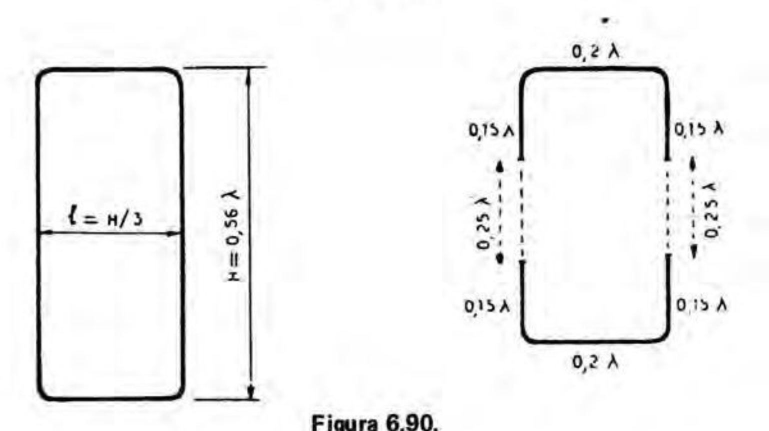


Figura 6.90.

La Figura 6.89 muestra cómo se puede considerar el comportamiento de esta antena según las explicaciones precedentes. Medidas efectuadas en esta antena por su inventor inglés B. Sykes han probado la verosimilitud de esta explicación. La impedancia en AA' y BB' es del orden de 500 Ω cuando la longitud entre estos dos pares de puntos es próxima a λ/2 y cuando, por otra parte, la razón D/d de la separación D entre tubos de la línea de acoplamiento al diámetro d de los tubos es precisamente la que corresponde a esta impedancia. La forma del cuadro y el diámetro del tubo empleado para constituirlo no pueden, pues, ser cualesquiera. Pruebas realizadas por el autor le han mostrado que la distancia más favorable entre las partes horizontales de los dipolos plegados era 0,56 λ, mientras que la distancia óptima entre los dos tubos, que constituyen a la vez la línea de acoplamiento y los extremos plegados de la antena, era próxima a 1/3 de la longitud, o sea 0,19 λ.

Cada dipolo estaría, pues, constituido por una parte horizontal igual a 0,2 λ aproximadamente y dos partes verticales de 0,15 λ aproximadamente (Fig. 6.90).

Para alimentar el cuadro, el autor propone el sistema de la Figura 6.91 que emplea un cuarrto de onda de adaptación al que está empalmado un feeder de baja impedancia. La unión del cable se hace en el sitio en el que la proporción de ondas estacionarias es más baja.

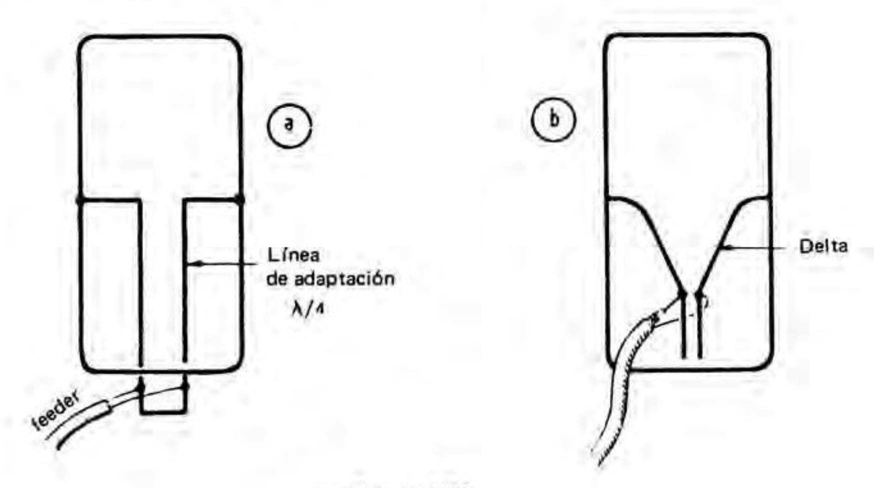


Figura 6.91.

En otro tiempo los establecimientos "Le Louarn" hicieron una aplicación de este tipo de antena a la televisión. La adaptación de impedancia se hace en este tipo de antena por una delta, y la resonancia en el punto de ataque del feeder coaxial de 75 Ω se anula por un pequeño trozo de line abierta de 300 Ω. La tabla da las dimensiones de la antena y la banda cubierta para diferentes frecuencias. Es claro que esta antena será especialmente interesante en VHF y en TV. Se dan como ventajas de este tipo de antena su sencillez, la ancha banda pasante, su ligereza y su insensibilidad a los obstáculos próximos. Se la utiliza en general provista de reflectores colocados perpendicularmente al centro de la parte plegada de cada dipolo a una distancia de 0,3 λ aproximadamente detrás de ellos. Así la acción del reflector sobre la impedancia del dipolo es despreciable (Figura 6.92).

Otras antenas interesantes para los aficionados

Conviene que esta obra sea a la vez teórica y documental. Por ello hemos escogido, entre las numerosas realizaciones, las que presentan cierta originalidad, en especial antenas para UHF y antenas multibanda orientables de elementos acortados.

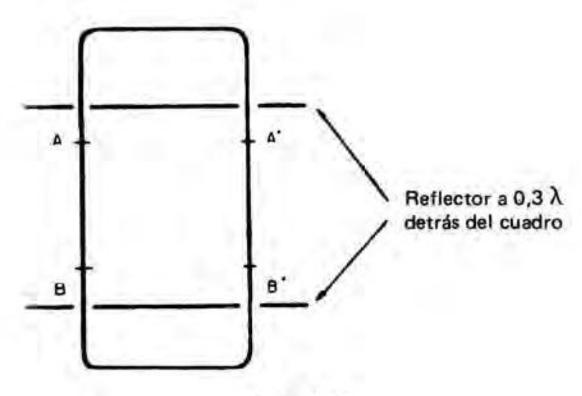


Figura 6.92

Dimensiones de las antenas "esqueleto" para diversas gamas de frecuencias

Gama cubierta en MHz	Frecuencia central en MHz	Longitud del cuadro H cm	Anchura del cuadro l cm	Diámetro óptimo del tubo en mm	Diamétro mínimo del tubo
7-11,2	9,2	1 828	610	190	50
10,8-17,2	14	1 194	398	120	31
14-22	18,5	914	305	95	25
16,2-25,7	21	792	264	82	22
20-30,5	26	648	216	67	20
21,5-34	28	597	199	63	16
28-44	36,5	456	152	44	12,5
115-177	145	116	38,5	12,5	3
140-210	180	94	31,7	9	3
340-530	435	38,5	12,8	3	3

Realización práctica de una antena Yagi 432 MHz (2 × 7 elementos)

Esta antena, propuesta por el aficionado inglés G5DT, une la sencillez a la eficacia; por ello ha sido adoptada por muchos adeptos de la banda de 70 cm del continente. Su realización nos muestra que los ramales parásitos son los de una Yagi de doble conjunto asociados a un elemento radiador del tipo esqueleto (Figs. 6.93 y 94).

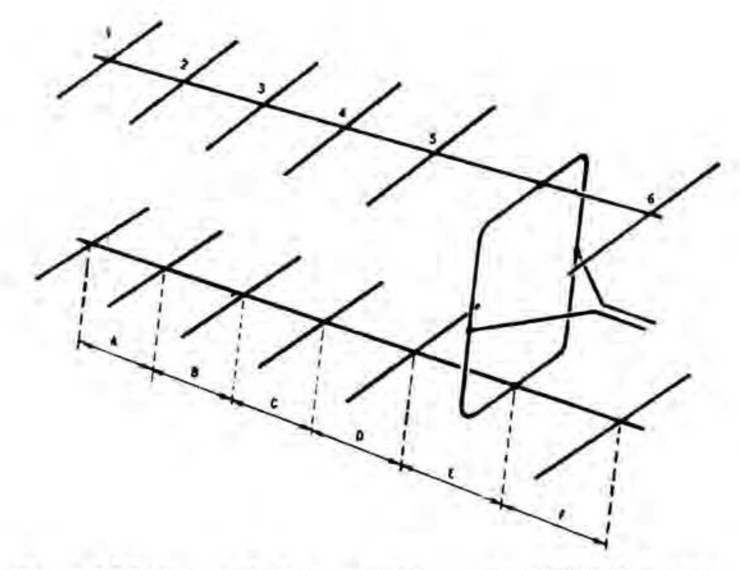


Figura 6.93. *Antena Yagi con radiador esqueleto 2 × 7 elementos.*

Los dos travesaños son obligatoriamente varillas de fibra de vidrio de 85 cm de longitud de modo que se respeten las separaciones siguientes:

A = 133 mm; B = 127 mm; C = 127 mm; D = 127 mm; E = 121 mm; F = 124 mm.

Los elementos son de alambre o tubo de 3 mm, de cobre y cortados como sigue:

1 = 267 mm; 2 = 273 mm; 3 = 276 mm; 4 = 279 mm; 5 = 286 mm; 6 = 355 mm.

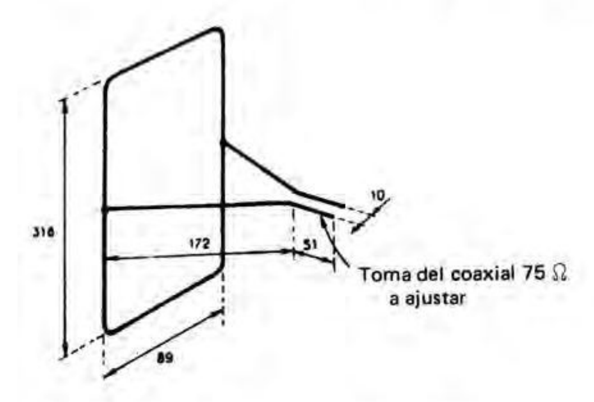


Figura 6.94. *Detalle del esqueleto radiador.*

En cuanto al "esqueleto" y a la delta de adaptación, son de tubo de cobre de 5 mm, de las dimensiones de la figura. El cable coaxial de 75 Ω se fija a la parte corta de línea paralela final (51 mm) en el punto que da el R.O.S. mínimo.

La ganancia medida es de 13 dB, lo cual es muy notable, dada la poca ocupación de espacio y el poco peso de esta antena. Con ella se han obtenido excelentes resultados y se ofrece a todos los que no tienen medios de medida apropiados.

La antena "Cubical Quad"

Este estudio comprenderá dos partes: primero un estudio teórico y después la parte práctica de la construcción y puesta a punto.

"Anatomía y fisiología" de la antena "Cubical Quad"

Consideremos un dipolo plegado de media onda constituido por dos elementos del mismo diámetro separados algunos centímetros, de los que uno está abierto en su centro para recibir la línea que lo alimenta (Fig. 6.95). Sabemos que la impedancia de un tal dipolo es del orden de cuatro veces la de un ramal

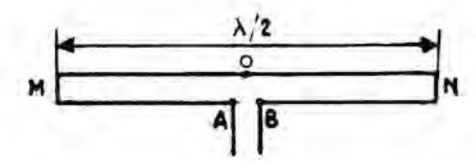


Figura 6.95.

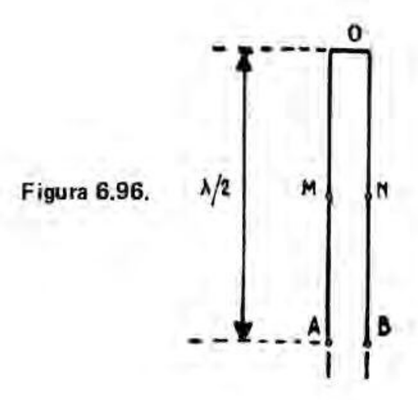


Figura 6.96.

de media onda único, o sea muy cerca de 300 Ω, al menos cuando está suficientemente alejado del suelo y de las masas circundantes. Su radiación y su directividad son exactamente semejantes a las de un dipolo sencillo, pero la resonancia del dipolo plegado es más "plana", la curva que la materializa es menos puntiaguda y su banda pasante es más ancha. Es por ello por lo que el dipolo plegado es más apropiado para el trabajo en una banda relativamente extensa que cualquier dipolo sencillo. La impedancia en los extremos es mucho más baja que la que se mide en los mismos puntos de un doblete clásico. Imaginemos que deformamos los conductores que constituyen el trombón como se indica en la Figura 6.96. Se convierte en una línea de media onda cortocircuitada en el extremo opuesto O de los puntos de ataque AB y, por tanto, de resistencia de entrada nula. Parece, pues, que el término medio de la Figura 6.97, que representa el dipolo en forma de un cuadrado de λ/4 de lado, debe tener una resistencia de entrada comprendida entre 0 y 300 Ω, o sea unos 150 Ω. La práctica lo confirma. He aquí una primera interpretación. Pero nada impide transponer esta última disposición aplicando la línea de alimentación, no a un vértice, sino al centro de un lado (Fig. 6.98), lo cual es el resultado de otra deformación del dipolo plegado del que se ha partido.

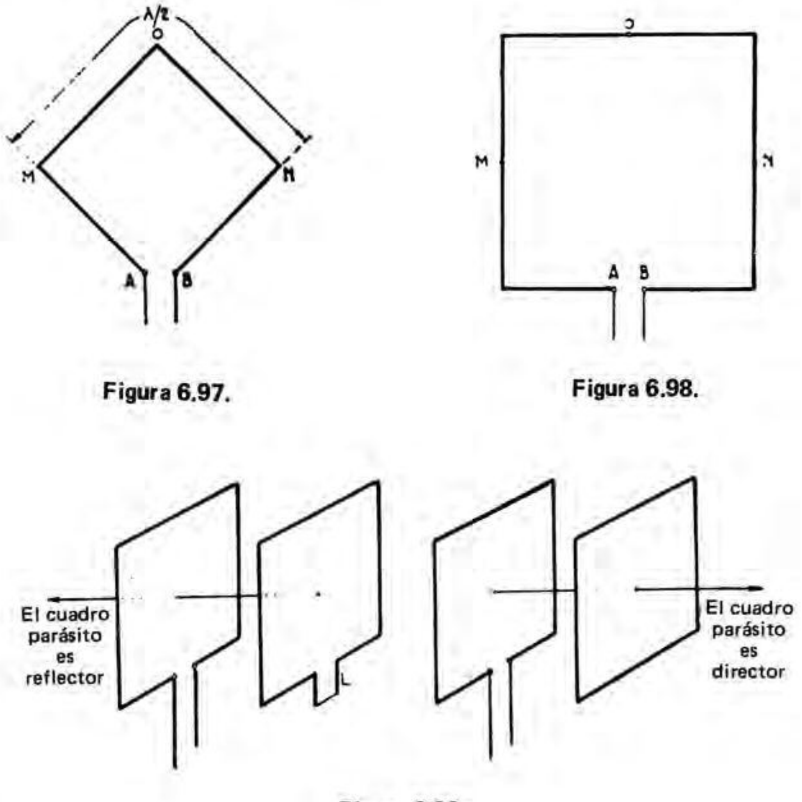


Figura 6.97.

Figura 6.98.

Figura 6.99.

En uno y otro caso el sistema radia perpendicularmente al plano del cuadrado obtenido y se obtiene una ganancia de cerca de un decibelio en las dos direcciones, con muy baja radiación de polarización vertical en el plano del cuadro, debida a los dos lados verticales, con un sistema idéntico al de la Figura 6.98.

Esta disposición lleva a considerar el cuadro en cuestión como constituido por dos ramales de media onda MON y MABN en fase, de los que sólo el ramal MABN es alimentado en su centro. Como los puntos M y N son sede de corrientes extremadamente débiles, esta idea es perfectamente aceptable. Observemos de paso que el elemento radiante de la antena esqueleto descansa en las mismas bases, pero para obtener una ganancia ligeramente superior (3 dB), los centros de los dos dipolos están más alejados uno de otro, lo que da al cuadro la forma de un rectángulo.

Aunque se puede utilizar tal como está, y es un excelente radiador, el cuadrado sólo presenta un verdadero interés cuando está asociado a un cuadro parásito (director o reflector) como se haría con un dipolo ordinario. El conjunto presenta entonces una ganancia teórica del orden de 6 dB, es decir, la de una antena Yagi de dos elementos y tiene el aspecto de la Figura 6.99. La ganancia arriba indicada es válida para una separación de 0,1 a 0,2 λ con un margen de 0,5 dB, y la impedancia en el centro entre estos dos límites es:

$$0{,}1\ \lambda = 60\ \Omega$$
$$0{,}13\ \lambda = 72\ \Omega$$
$$0{,}15\ \lambda = 85\ \Omega$$
$$0{,}17\ \lambda = 95\ \Omega$$
$$0{,}2\ \lambda = 110\ \Omega$$

Estas medidas se han hecho a una semionda del suelo y sus valores decrecen hasta 60 Ω para 3/8 así como para 3/4 de onda sobre el suelo, para volver a ser casi idénticos a una onda entera y más sobre el suelo.

En cuanto al ángulo de radiación formado con la horizontal por el eje del lóbulo principal, varía también con la altura del aéreo sobre el suelo: 40° a un cuarto de onda, 25° a una semionda y 12° a una onda entera sobre el suelo, lo cual hace de la antena Quad la más favorable en el caso en que no se pueda elevarla mucho.

En la práctica, la construcción de la antena revela ciertas sorpresas. Es costumbre considerar que una semionda de hilo tiene una dimensión física del orden de 95/100 de la semionda eléctrica. Además, es fácil de comprobarlo en el "grid-dip". Pues bien, si se parte de los mismos datos para la "Quad" se observa que un cuadro de 95/100 λ es demasiado corto. Esto se explica porque el efecto de los extremos está ausente, ya que estamos en presencia de un bucle. El cuadro tiene una dimensión física ligeramente superior a una onda entera, al menos en espacio libre. Para el radiador solo, se puede uno basar en una longitud de 1,03 λ. Aparte se encontrarán las dimensiones óptimas para las diferentes bandas.

Antena Quad con cuadro parásito

No es nuestra intención recordar las virtudes de las antenas directivas, pero hay que subrayar, no obstante, el interés del aficionado en no dispersar en todas direcciones la energía relativamente mínima que produce el emisor. Conviene, en especial, reducir todo lo que se pueda la radiación hacia atrás, y éste es el cometido de los ramales parásitos de todas las antenas del tipo "beam" en las que la atenuación de la radiación hacia atrás tiene como contrapartida una ganancia hacia adelante no despreciable. Pero, dado el desarrollo importante de los cuadros, no parece posible para un aficionado medio ir más allá de un cuadro parásito. Si está hecho un 5% más corto que el radiador, se comporta como director, y si es más largo, como reflector. Es esta última solución la que más se adopta por razones mecánicas, aunque nada se opondría, en las frecuencias elevadas (100 y más MHz), al empleo de una u otra. La relación adelante-atrás de un Quad con cuadro reflector bien regulado es del orden de 25 dB, lo cual es enormemente espectacular.

En la práctica los dos cuadros son de las mismas dimensiones, y generalmente se alarga el cuadro parásito por una línea de hilos paralelos cerrada, insertada en el centro de uno de los ramales horizontales. El cortocircuito de la misma es ajustable, lo cual permite un reglaje muy sencillo y extremadamente preciso.

A continuación se dan las dimensiones de la antena Quad para las bandas en las que puede ser empleada fácilmente (impedancia 70 Ω, relación adelante-atrás 25 dB).

Dimensiones de la antena QUAD

Banda (1)	Perímetro de los cuadros (2)	Separación (3)	Longitud aproximada de la línea del reflector (4)	Cortocircuito entre (5)	Separación (6)
14 MHz (14,1)	21,44 m	2,55 m	1 m	85-95 cm	10 cm
21 MHz (21,2)	14,25 m	1,75 m	0,60 m	48,56 cm	10 cm
28 MHz (28,4)	10,65 m	1,27 m	0,50 m	39-44 cm	10 cm
144 MHz (145)	2,10 m	0,26 m	0,10 m	7-10 cm	3 cm

En esta tabla se destaca la presencia de la parte plegada del reflector, que tiene por objeto aumentar su longitud. Esta sección está constituida por dos hilos paralelos cortados a las dimensiones de la columna (4) y corticircuitados a una longitud sugerida por los datos experimentales de la columna siguiente (5). Cuando se ha llegado al reglaje correcto, se suprimen los cabos muertos y se suelda sólidamente la barra de cortocircuito.

Otros métodos permiten hacer resonar el reflector en la frecuencia adecuada. Se muestran resumidos en la Figura 6.100. En a es el medio arriba descrito de la

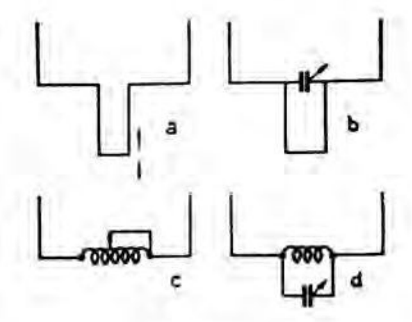


Figura 6.100.

línea cortocircuitada. En b, hay una línea de longitud fija sintonizada en paralelo: En c es una bobina regulable, y d muestra la conjunción de b y c, con una bobina adicional fija sintonizada por una capacidad en paralelo. Se tiene, pues, elección de medios. Si nosotros hemos adoptado la primera solución, las otras son también válidas, si bien nosotros hemos querido sobre todo eliminar el condensador ajustable, difícil de proteger, y la bobina, por razones de peso, para que el cuadro reflector quede cuadrado perfecto.

Así pues, los dos cuadros son de iguales dimensiones, y el reflector se lleva a resonancia en una frecuencia ligeramente inferior, como en todas las antenas directivas. No hay que decir que, dada su posición respectiva, los dos cuadros reaccionan enérgicamente uno sobre otro. Sobre todo, no se vaya a medir la frecuencia de resonancia del radiador solo, con el "grid-dip", porque se la encontrará bastante lejos de la frecuencia de trabajo.

En cambio, se puede hacerlo con el reflector en su sitio y el cortocircuito provisional y se verá cómo la sintonización del segundo reacciona sobre el primero. Mejor aún: con las cifras que hemos dado, basta llevar el radiador a resonancia en la frecuencia de trabajo elegida por ajuste del cortocircuito para terminar el reglaje definitivo, y se puede uno contentar con este reglaje.

Unión al emisor

Hay que considerar el radiador como un doblete y, por consiguiente, estamos en presencia de una antena perfectamente simétrica. Por ello, su ataque debe ser también simétrico, y el único medio sencillo de realizarlo es utilizar una longitud cualquiera de línea comercial de 75 Ω de hilos paralelos (twin-lead). ¿Qué ocurriría si se emplease un cable coaxial? A causa de su disimetría, el forro no sería neutro, y una parte no despreciable de la potencia aplicada, en lugar de llegar a la antena, sería radiada por el cable y, por consiguiente, prácticamente perdida, con degradación de la relación adelante-atrás y de la potencia radiada y, por tanto, de la eficacia de la antena.

Si se prefiere un cable coaxial, lo cual se justifica sobre todo cuando el circuito final del emisor es un filtro en π, hay que considerar uno de los sistemas de acoplamiento siguientes:

El más sencillo consiste en deslizar sobre la parte terminal del cable, del lado antena, un trozo de trenza procedente de un cable algo más grueso y que mida, una vez bien aplicado sobre el forro aislante exterior (Fig. 6.101a), un cuarto de onda eléctrico, teniendo en cuenta el coeficiente de velocidad, o sea aproximadamente 0,7. Este forro exterior se fija mecánicamente con una cinta adhesiva muy cerca del punto de ataque de la antena y se suelda en su extremo interior al forro del cable, que se pone al descubierto a este efecto en una pequeña superficie. La longitud de forro a fijar es de 3,65 m para una antena de 14 MHz, 2,65 m para una antena de 21 MHz y 1,8 m para una antena de 28 MHz.

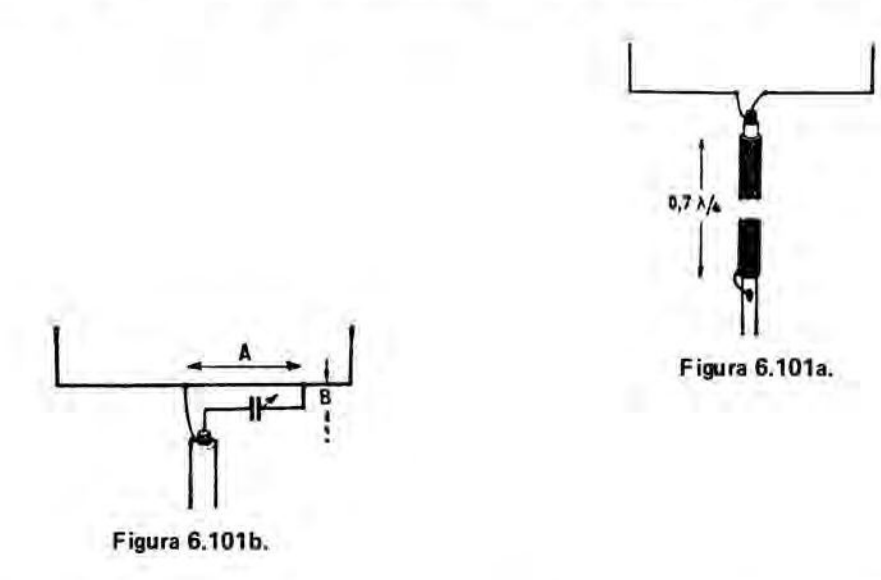


Figura 6.101a.

Figura 6.101b.

Otro sistema igualmente práctico y recomendable: el acoplamiento en gamma, muy especialmente indicado para realizar un paso disimétrico, y que permite además una adaptación rigurosa del cable a la impedancia de la antena (Fig. 6.101b). Se observará que el cuadro radiador está completamente cerrado, que el forro está fijado al centro del lado y que el conductor central está unido en un punto dado por un hilo de 20/10 mm paralelo al cuadro y a una distancia B de 3 a 5 cm según sea la banda. La distancia A es de aproximadamente 90 cm en 14 MHz, 70 cm en 21 MHz y 46 cm en 28 MHz. El condensador ajustable, situado lo más cerca posible del cable, podrá tener un valor de 100 pF, y el reglaje correcto se sitúa respectivamente alrededor de 90, 70 y 45 pF para cada una de las bandas que nos interesan. Añadiremos que resulta muy bien un modelo miniatura que ocupa muy poco espacio, incluso para potencias notablemente superiores a las que nos ocupan.

Naturalmente, se impone un reglaje para obtener la mayor transferencia del cable a la antena y la menor proporción de ondas estacionarias. Las tres variables son la capacidad ajustable, la longitud A y la separación B.

Para llevar a buen fin esta capital puesta a punto es indispensable emplear un puente de medición de ondas estacionarias o un medidor de potencia reflejada.

Antena Quad multibanda

Dada la estructura del bastidor de la antena Quad, viene inmediatamente la idea de emplearlo para sostener dos e incluso tres cuadros, uno para cada banda. Apenas aumentan el peso y la presa en el viento, y es, evidentemente, una solución elegante. La antena multibanda se presenta entonces como indica la Figura 6.101c.

La puesta a punto es algo más complicada, pues los elementos reaccionan unos sobre otros de modo no despreciable. Hay que retocar poco a poco hasta el resultado final. Conviene observar también que la separación conveniente para una antena ya no lo es para la otra. Si partimos de una distancia de cuadro a cuadro conveniente para una antena para 20 m de 70 Ω, es evidente que la separación da un valor de la impedancia mucho más elevado para 15 m y aún superior para 10 m.

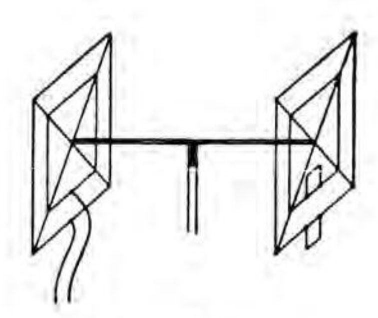


Figura 6.101c.

Realización práctica del Gamma-Match

El sistema denominado corrientemente "Gamma-Match" es, a nuestro juicio, el más interesante por su sencillez y gran flexibilidad de puesta a punto. Además, asegura automáticamente el paso de disimétrico (cable coaxial) a simétrico de una antena. Tiene aplicación general en la medida, aún donde la impedancia característica de la antena es inferior en su centro a la del cable. El único problema práctico a resolver es el planteado por la protección del condensador en serie representado en el esquema de la Figura 6.101b que, en la práctica, debe

ser variable, al menos durante el período de prueba y reglaje. La solución práctica es original, pues se vale de un ramal de cable coaxial que interviene a la vez como conductor y como elemento capacitivo ajustable, estando las dos armaduras constituidas respectivamente por el alma y por el forro, como se muestra en la Figura 6.102.

El alma del cable de alimentación se une a la de un ramal de coaxial de longitud a, y el forro de éste, en el otro extremo, se une al hilo radiante, manteniéndolo mecánicamente paralelo a éste a una distancia b.

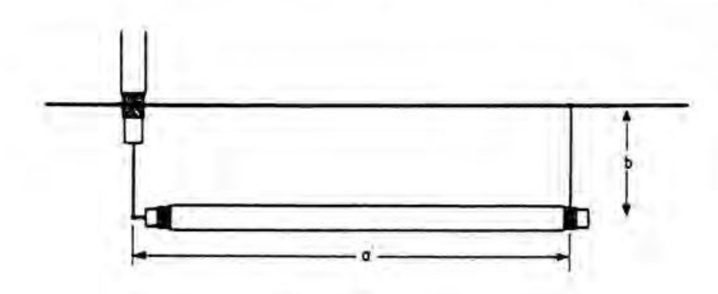


Figura 6.102.

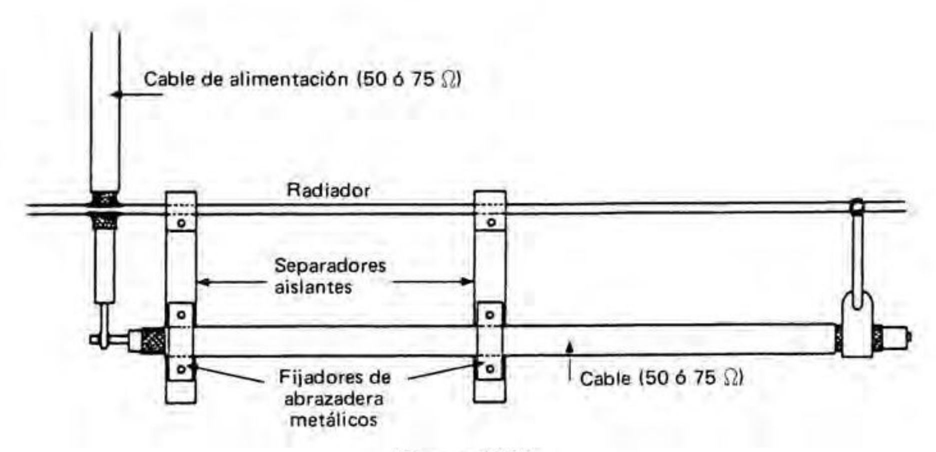


Figura 6.103.

Pueden servir todos los tipos corrientes de cables y, a falta de características, se puede admitir que todos los coaxiales corrientes tienen una capacidad de 100 pF por metro aproximadamente y presentan un aislamiento igual o superior a 1.500 V, dejando aparte los cables con dieléctrico de esponja. En la práctica, el ramal de cable, cortado a la longitud que se menciona más adelante, se sostiene en cuatro puntos:

1.º En la llegado y en la unión del alma con la del cable de alimentación; la funda no se conecta, sino que se pinza bajo un fijador de abrazadera (Fig. 6.103).

2.º Cerca del extremo, por una barreta aislante o una regleta de materia plástica de la que un extremo se sujeta al radiador y el otro recibe, a una distancia b, el cable pinzado por el fijador de abrazadera.

3.º En la mitad de su longitud, por un separador similar al precedente.

4.º Por último, en el otro extremo, por un cortocircuito entre el forro y el radiador.

Las dimensiones a respetar para una antena Quad de dos elementos (una, dos o tres bandas) son las siguientes:

– 14 MHz: a = 90 cm, b = 5 cm.
– 21 MHz: a = 70 cm, b = 4 cm.
– 28 MHz: a = 45 cm, b = 2,5 cm.

El forro del cable de alimentación se une al centro del hilo del cuadro radiante.

Se puede hacer un reglaje fino modificando un poco la separación entre el gamma-match y el hilo radiante.

La longitud, separación y capacidad en serie se pueden determinar en un principio por tanteos y mediciones con un sistema en gamma-match tradicional cuyos elementos se sustituyen por una longitud de cable coaxial de igual dimensión y capacidad. El sistema, bien protegido por una capa de cola en sus dos extremos, puede afrontar sin fallos todas las intemperies.

Realización práctica de la antena Quad

La primera etapa consiste en reunir el material necesario para la realización del armazón, es decir, unos brazos terminados en dos cruces. Hay total interés en que esta parte sea de metal ligero (duraluminio o tubo de acero) y enteramente soldada, como se hace destacar en el Figura 6.104. La longitud del soporte horizontal se tomará de la columna 3 de la tabla y los brazos de las cruces se cortarán a 80 cm. Para no alterar las características de los elementos, se pueden prolongar estas cruces por un material no metálico: varillas de materia plástica rígida o de madera. Nuestra experiencia nos ha llevado a varillas de madera torneadas o de bambú; tanto unas como otras nos han resultado satisfactorias. La dimensión de cada diagonal es de 7,70 m (20 m), 5,10 m (15 m) y 3,80 m (10 m). Cada brazo lleva una pequeña polea de nylon fijada a un collar regulable para tensar correctamente el hilo del cuadro o de los cuadros, cada uno abierto en su parte inferior por un pequeño aislador de vidrio de 4 cm. Para todas las pruebas que hemos hecho de estas antenas, hemos empleado hilo esmaltado de 20/10 de mm.

En síntesis, nos ha apasionado el estudio de esta antena y los muchos ensayos a que nos ha conducido. Creemos haber dado un análisis suficiente de la

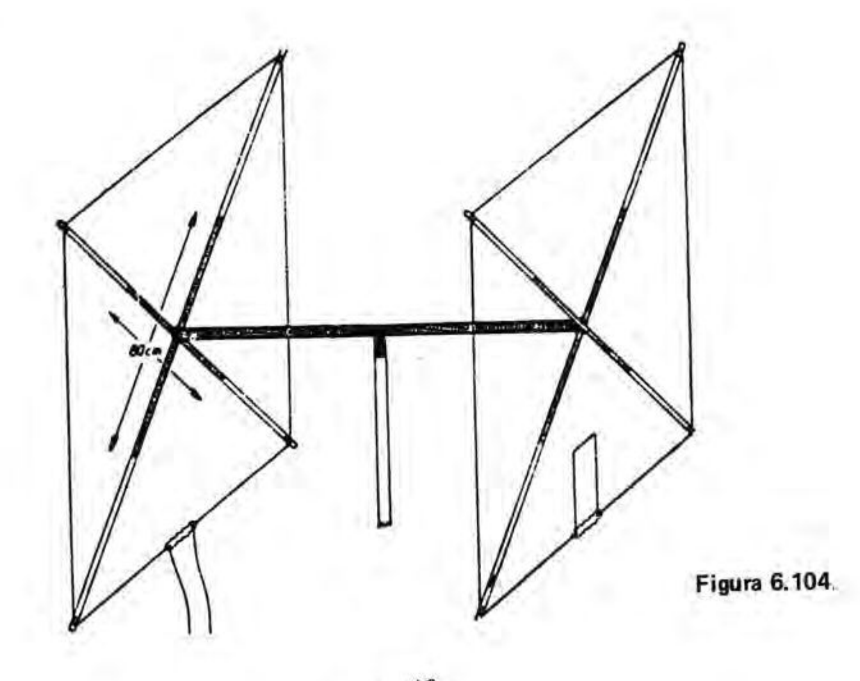


Figura 6.104.

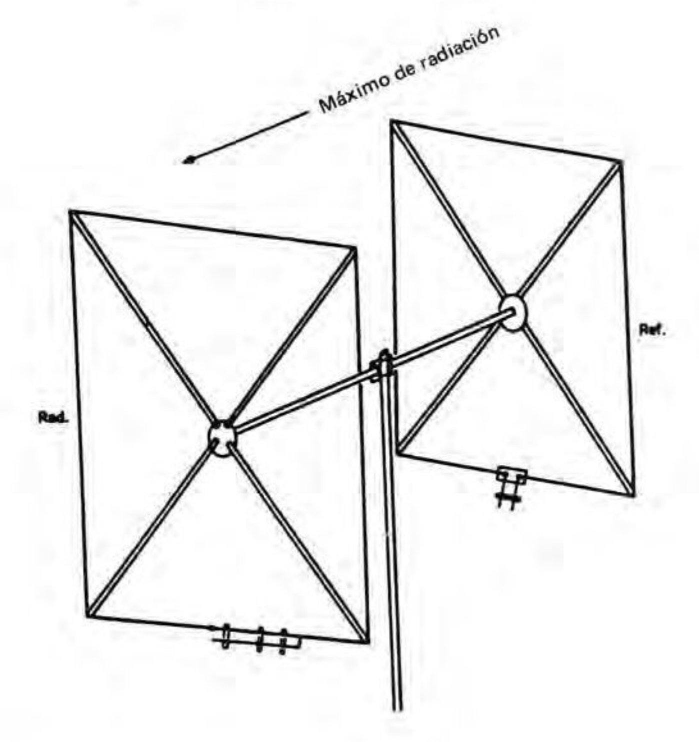


Figura 6.105.

misma. En cuanto a los resultados, están a la altura del interés que suscita. Por ello no podemos por menos de animar a los que quieran trabajar en DX a equiparse con este aéreo extremadamente eficaz y de fácil puesta a punto.

Una antena Quad económica

En este tipo de antena, todo el problema consiste en colocar paralelamente los dos cuadros, constituido cada uno por una longitud de onda de hilo aproximadamente.

Para resolverlo, en la óptica de una solución supereconómica que ha sido nuestro esencial objetivo, hemos utilizado materiales baratos y fáciles de obtener. Primeramente el "boom" o brazo central, que está constituido por un tubo de duraluminio de 24 mm de diámetro y 2,10 metros de largo, en cuyos dos extremos se han soldado, como muestra la Figura 6.106, dos placas (redondas o cuadradas) de chapa del mismo metal, de 5 mm de espesor y 25 cm de lado (o diámetro). Todo ello no cuesta muy caro. También se puede emplear tubo de

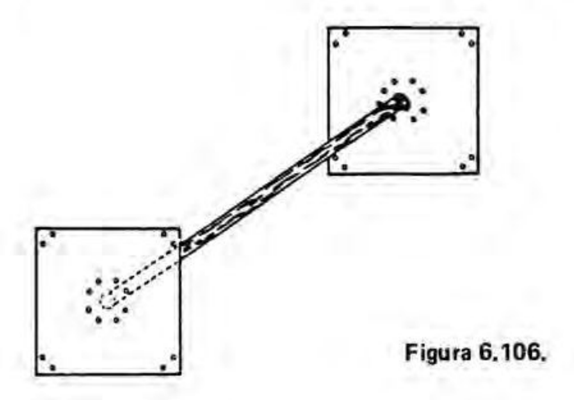


Figura 6.106.

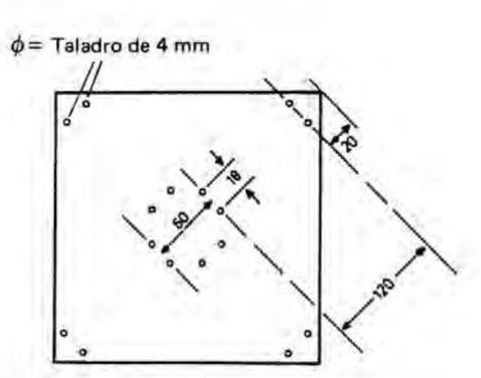


Figura 6.107.

hierro (tipo de cerrajero, delgado) y chapa negra de 2 mm de espesor. Por supuesto, si se opta por el hierro, habrá que tratarlo con antiherrumbre y pintarlo cuidadosamente ante todo. Después, cada placa será horadada según el esquema de horadado de la Figura 6.107 que prevé la fijación de las diagonales-soportes. Estas están constituidas (pensando en la economía) por varas de madera torneadas de 2 m de longitud y 15 mm de diámetro, en número de ocho. Nos ha parecido ésta la mejor solución a condición de pasarlas por el "bondex" y darlas varias manos de pintura para asegurar su longevidad. Inútil insistir también en la extrema ligereza del conjunto, lo que no deja de constituir una ventaja. La puesta en sitio de estas armaduras se hace muy sencillamente por fijadores de abrazadera hechos sobre pedido, con varilla roscada de 3 ó 4 mm, formados en U de 18 mm de empate, que se ponen en el sitio como indica la Figura 6.108 para obtener un montaje según la Figura 6.109. Llegados a este punto de la realización, se puede decir que está hecho lo más importante, mecánicamente hablando. Ahora podemos pasar a la puesta en sitio de los cuadros sobre este soporte, algo insólito en cuanto a la forma.

Estando destinada la antena a la banda de 10 metros (y eventualmente ¿por qué no? a la banda de 27 MHz), la longitud del hilo de los cuadros es sensible-

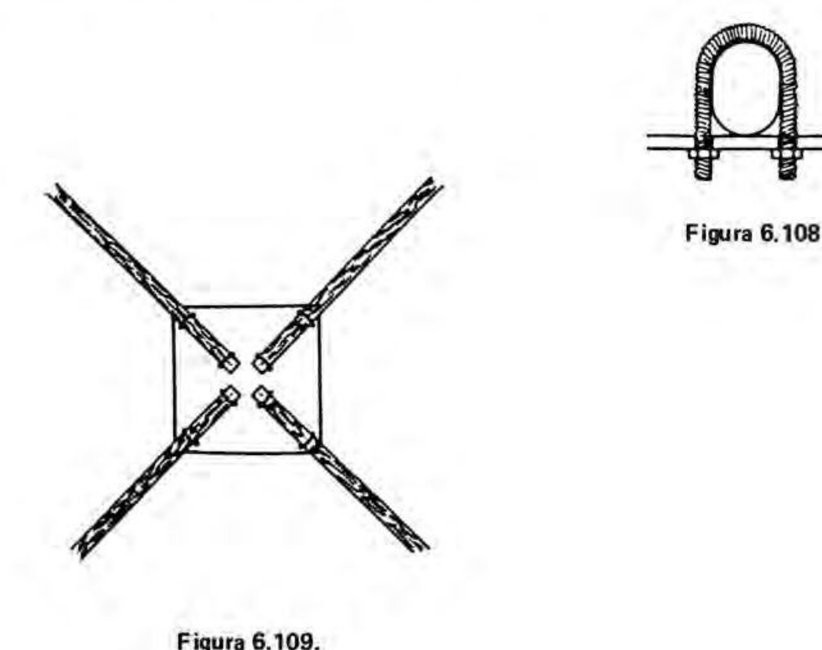


Figura 6.108

Figura 6.109.

Figura 6.110

mente igual a una longitud de onda, muy precisamente 10,50 metros para el cuadro "rad" (radiador) y 10,90 metros para el cuadro "ref" (reflector). Conviene, pues, cortar el primer cuadro a la dimensión muy precisa y soldar sus dos extremos uno a otro por medio de un tubito metálico constituido por un solenoide de alambre de cableado (Fig. 6.110). El hilo utilizado será de 15/10 de mm, desnudo o esmaltado, y el solenoide para soldar sus extremos se formará sobre una cola de barrena de 2 mm. De este modo, el bucle medirá exactamente 10,50 metros, que corresponden a una resonancia en 28,6 MHz, centro de la parte de banda más corrientemente utilizada. Los 10,90 metros del bucle que funciona como reflector se cerrarán mecánicamente (y no eléctricamente) sobre un dominó que se emplea en instalaciones eléctricas (Fig. 6.111) y quedarán prolongados por dos hilos del mismo diámetro, desnudos, de 20 cm de longitud aproximadamente. No hay, pues cortocircuito y provisionalmente el bucle no queda cerrado. Lo estará más tarde, en el momento de los reglajes, por un circuito móvil que nos permitirá determinar el sitio exacto en el que será definitivamente soldado.

La puesta en sitio de los cuadros se hará muy sencillamente haciendo entalladuras de 2 ó 3 mm de profundidad en los extremos de los soportes de madera mediante una sierra, después de haberlos cortado a la longitud dada por el cálculo, que es de 1,84 m para el radiador y 1,92 m para el reflector. El hilo es mantenido en el sitio, como se muestra en la Figura 6-112, en el extremo de cada vara de madera, que siempre se podrá hacer deslizar en las piezas de fijación para obtener una tensión normal del hilo y formar un cuadrado perfecto. (Si nos referimos a la banda CB, para una frecuencia central de 27,2 MHz, es decir, el canal 20, los cuadros tienen respectivamente 10,90 metros y 11,32 metros, con varas-soportes de 1,92 m y 2 m.)

La antena terminada es, pues, una "Cubical-Quad" de dos elementos separados 0,2 λ, lo que se traduce en una impedancia, en el centro del cuadro radiante, de unos 100 Ω, o sea bastante más allá de la de los cables corrientemente

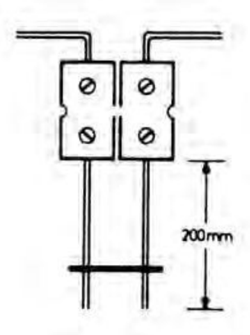


Figura 6.111.

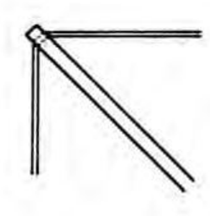


Figura 6.112.

empleados. Conviene, pues, adaptar la antena al cable, que podrá ser un modelo de 50 ó 70 Ω, pues vamos a acudir al sistema de infinita flexibilidad que es el "gamma-match", cuyo segundo aspecto interesante es permitir la adaptación de una línea disimétrica como el cable coaxial a una antena simétrica como un dipolo o, aquí, un bucle. Para ello, el forro del cable se suelda sólidamente al centro riguroso de la base del cuadrado radiador, que es un bucle cerrado. Paralelamente al mismo hilo del cuadro y con su origen a la altura de este punto central, un hilo de 15/10 mm y unos 50 cm de largo es suspendido por algunas barretas de materia plástica en número suficiente para que los dos ramales estén siempre a la misma distancia. Hasta ahora los dos hilos están aislados uno de otro (Fig. 6.113) a una distancia del orden de 6 cm.

El alma del cable de alimentación se une a un extremo por intermedio de un condensador, sobre cuyo valor hablaremos después, mientras que el otro extremo está cogido por una corredera metálica móvil que no es más que un trozo de hilo desnudo y curvado en cada extremo para hacer un contacto franco con los dos hilos. Se soldará en el sitio cuando se terminen los reglajes óptimos. Volviendo al condensador situado en serie con el cable, cierto es que interesaría poner un condensador variable, pero no es pensable exponer a la intemperie tal material, que la menor gota de agua podría poner en cortocircuito.

Podría servir sólo para los reglajes a fin de determinar el valor de la capacidad necesaria, pero tenemos otros medios con los que podemos prescindir de él. El primero es emplear un ramal de coaxial de longitud crítica del que sólo se hace intervenir la capacidad, pero el segundo consiste en apoyarse en la pasada experiencia, que ha enseñado que un buen valor de la capacidad-serie en un gamma-match es del orden de 8 pF por metro de longitud de onda. En consecuencia, tratándose de una longitud de onda de 10 a 11 metros, el buen valor se situaría en torno a los 80-90 pF. Para simplificar tomaremos 100 pf, por ejemplo un buen condensador de mica, y entonces se podrá proceder a la puesta a punto final.

Previamente y gracias a la fijación de la Figura 6.114, habrá que poner la antena sobre un mástil que la lleve a varios metros sobre el suelo, sin lo cual los reglajes no tendrían sentido. Se dispondrán provisionalmente en los extremos los cortocircuitos del reflector y del gamma-match. La antena funcionará desde

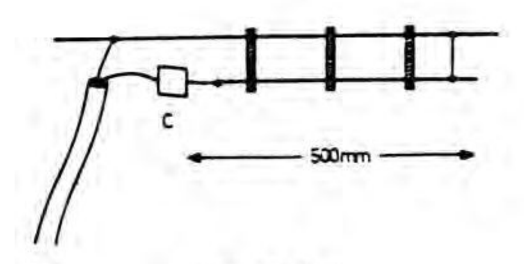


Figura 6.113.

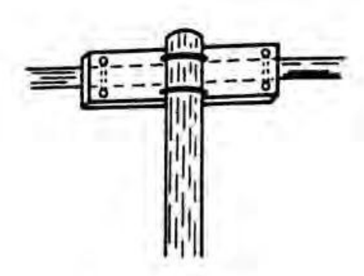


Figura 6.114.

el primer momento sin duda alguna: sólo nos queda mejorarla. Para ello vamos a conectarla a un emisor de cualquier potencia de más de 10 W, completado con un T.O.S.-metro conectado lo más cerca posible de la antena, lo cual hay que reconocer que no es siempre fácil, y deslizaremos el cortocircuito del gamma-match hasta encontrar la indicación de ondas reflejadas más débil. No se soldará todavía el cortocircuito en el sitio, pero nos aseguraremos de su buen contacto. Pasando al reflector, mediante un medidor de campo muy sencillo se deslizará el cortocircuito móvil sobre la parte de línea que está en el centro de la base del cuadro "ref" hasta obtener la mayor desviación del microamperímetro, estando la antena orientada al máximo en su dirección. También se puede efectuar la operación inversa, que consiste en hacer girar la antena 180° para presentar el reflector al aparato de medida. La indicación del medidor de campo debe ser mucho más débil y se podrá, sin duda, acercar el aparato de medida a la antena. Se comprobará que la mejor posición del cortocircuito es la que da la menor radiación hacia atrás, o sea la lectura más débil. ¿Es eso todo? Se podría pensar que el reglaje ha concluido; pero convendrá ver de nuevo la posición del gamma-match y quizá probar valores algo diferentes de la capacidad en serie para obtener el mínimo de ondas estacionarias y, por tanto, el máximo de eficacia. Esto se puede hacer asociando en paralelo distintos valores normalizados (82 pF, 68 + 22 pF) (47 + 47 pF o 47 + 39 pF, etc.), bien entendido que se utilizarán elementos de mica, cuyo aislamiento es ampliamente suficiente teniendo en cuenta las tensiones HF modestas que se desarrollan en este punto de baja impedancia. Pero 100 pF es un valor estándar al cual habrá que atenerse a falta de otro mejor. Para una instalación definitiva, la base de la antena no debe estar a menos de 5 metros del suelo, y el cable de alimentación alcanzará directamente el travesaño, al que se fijará a lo largo por brazaletes de "rilsan" para bajar finalmente a lo largo del mástil al que también se sujetará en varios puntos por collares. He aquí, pues, una realización económica que no teme a la competencia y que permitirá, a buen seguro, obtener excelentes resultados.

Antena Mini-Quad 14 MHz

En este aéreo interviene cierto número de consideraciones, tales como: dipolos acortados, antenas-cuadro, alimentación tipo ZL especial.

Ha sido imaginada –la necesidad hace la ley– por un radioaficionado inglés, emigrado a Nueva Zelanda, cuyas funciones no le permitían montar aéreos demasiado visibles y que no podía contar con ninguna ayuda para montarlos y desmontarlos.

La antena Mini-Quad es una antena Quad acortada, que trabaja en 14 MHz, pero cuyas dimensiones son prácticamente las de una antena clásica en 21 MHz. Esta miniaturización –relativa– permite, tanto para los reglajes como para el montaje o desmontaje, su manipulación por un solo hombre. El costo del conjunto es despreciable si se dispone de algunas decenas de metros de hilo. El "boom" sólo mide 2,36 m, que es la distancia entre los dos cuadros, los cuales están formados por un cuadrado, idéntico para cada uno, de 3,20 m de lado, completado por una bobina central que lo lleva a resonancia en 14 MHz. La longitud crítica del boom corresponde a la de la línea que alimenta ambos cuadros –al modo de la ZL especial– con una puesta en fase que da la mejor ganancia y el ángulo de salida más favorable.

La Figura 6.115 muestra, mejor que una larga explicación, la realización práctica de la antena: los dos cuadros paralelos tienen cada uno en su centro inferior la trampilla de resonancia. La L1 del cuadro trasero está constituida por 30 vueltas de hilo de 12/10 de mm bobinadas sobre un mandril de 45 mm de diámetro, que es un simple tubo de plástico de 75 mm de largo sobre el que se efectúa el bobinado con una separación entre vueltas consecutivas sensiblemente igual al diámetro del hilo. En un primer tiempo no se enconlará el hilo a fin de poder realizar un reglaje final de la sintonía. La L2, que se inserta en el cuadro director, se realiza de igual modo, hilo y técnica, pero con sólo 25 vueltas.

¿Cómo se lleva esto a la realidad? Antes de colocar los elementos en su lugar, conviene formar el soporte que los sostendrá.

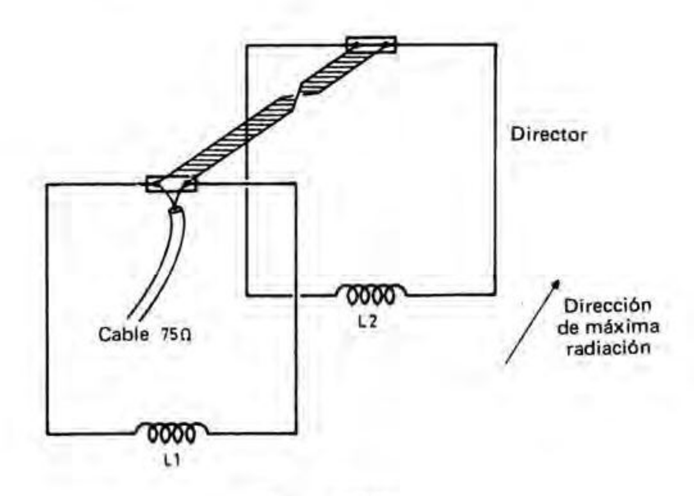


Figura 6.115.

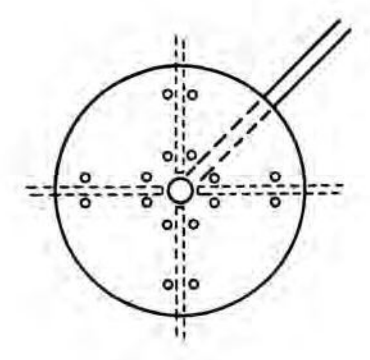


Figura 6.116.

Primero el travesaño central ("boom"), que es un tubo de 26 mm de diámetro, terminado en cada extremo por un disco metálico de unos 20 cm de diámetro. El disco, como se representa en la Figura 6.116, tiene 16 agujeros de 5 mm, hechos de modo que puedan recibir los conductores de empalme destinados a fijar las diagonales de los cuadros. Estas no podrán ser metálicas, lo que sería muy cómodo. Para obviar esta dificultad proponemos varas de madera torneada (véanse las páginas precedentes) que son muy fáciles de adquirir en el comercio del bricolaje, en largos diversos. La longitud total de una diagonal es de 4,60 m, pero se tomarán algunos centímetros de más para introducir el hilo de los cuadros en muescas hechas con sierra. Las varillas de madera se fijan, como ya se ha sugerido, por fijadores de abrazadera, confeccionados a partir de un trozo de varilla roscada de 3 a 4 mm de diámetro, acodada en U con la precaución de no maltratar la rosca durante la operación, al menos en los extremos. El sistema es sencillo y seguro. Si las varillas disponibles son demasiado cortas, nada impide empalmar dos con un manguito para obtener la longitud deseada. Es evidente que si se puede disponer de fibra de vidrio, tanto mejor, pero el precio no es el mismo. Para los cuadros se cortarán dos longitudes de 10,80 m de hilo de cobre esmaltado de 15/10 mm, sobre las cuales y partiendo de 1,60 m de un extremo se harán tres marcas muy visibles cada 3,20 m, que van a materializar los vértices de los cuadrados. Después y como se muestra en la Figura 6.115, se tensarán los cuadros en sus soportes de modo que la bobina se encuentre exactamente en el centro de lo que será el lado inferior de cada cuadrado. Bastará, con varillas algo largas en exceso, hacer un muesca en cada extremo de profundidad suficiente para que el hilo sea tensado normalmente y forme un cuadrado perfecto. A continuación se cortará cada cuadro con precisión en el centro del lado superior para insertar en él un pequeño aislador de materia plástica de buen comportamiento mecánico (unos 6 mm de espesor) de 3 cm de largo, perforado por dos agujeros distantes entre sí 2 cm, en los que se fijarán los extremos del hilo después de desnudarlos dos o tres centímetros. Sólo queda unir los dos cuadros por un trozo de línea bifilar plana de 300 Ω de 2,36 m de longitud, a la que se practicará una torsión de media vuelta exactamente en el centro. El cuadro que lleva la trampilla de 25 vueltas es el ele-

mento director, y la alimentación se efectúa en el elemento trasero mediante un cable de 75 Ω.

La fijación del boom al mástil se deja a la discreción e ingenio de cada uno, pero se habrá observado que, en contra de lo habitual, la alimentación se hace por arriba para alejar la línea, que es la característica de la ZL especial, del mástil soporte y eventualmente de sus vientos.

Tal como queda, la antena ya funciona, sin duda, pero su funcionamiento quedará muy mejorado por una puesta a punto precisa que se lleva a cabo únicamente sobre la resonancia de las trampillas. Para alcanzar el resultado deseado se necesita un solo aparato: el dípmetro de transistores, acompañado, para la precisión de la lectura, de un receptor de tráfico contrastado, lo cual ya no es un problema en nuestro días. Las dos bobinas serán reguladas separadamente, la primera en la parte baja de la banda y la segunda 200 kHz más arriba. Si se fija una frecuencia de trabajo próxima a 14,15 MHz, lo cual es una buena elección, la L1 será regulada en 14,05 MHz y la L2 en 14,25 MHz.

Se puede hacer menos pesado el trabajo empleando un núcleo de ferrita para cada bobina, pero nada impide utilizar el "cut and try" de los americanos, es decir, la aproximación por tanteos con ayuda de la pinza cortante.

Una primera observación hace aparecer un TOS muy bueno en la frecuencia privilegiada, pero la banda pasante parece sensiblemente más estrecha que la de una antena monobanda tradicional, lo cual no es sorprendente. Por supuesto que una vez terminado el período de pruebas, convendrá proteger la madera con una capa de barniz o de pintura y encolar el hilo de las bobinas para asegurar definitivamente su estabilidad.

Un aéreo "Cubical Quad" para la banda de 435 MHz

Esta antena, que se deriva de la descripción y estudio que se encontrará en otra parte, ha sido experimentada y puesta a punto por un grupo de aficionados de París, adeptos de los ensayos en frecuencias elevadas. Es interesante por su ganancia sustancial (unos 10 dB) y por su peso y ocupación de espacio reducidos. Se la realizará fácilmente sobre un "boom" de madera o de materia plástica con un hilo de 30/10 de mm o tubo del mismo diámetro o de diámetro muy próximo. La línea ajustable del reflector permite regular este elemento a la longitud deseada para la mejor ganancia (Fig. 6.117).

La antena "Swiss-Quad"

La antena "Swiss-Quad" que proponemos es el resultado de un largo estudio práctico realizado por un aficionado suizo, Sr. Baumgarther, HB9CV, de Berna, que ha querido concedernos el privilegio de una descripción detallada para los aficionados de lengua francesa. Añadiremos, sin embargo, que esta antena está protegida por una patente, lo cual no excluye en modo alguno su realización por el aficionado para su uso personal.

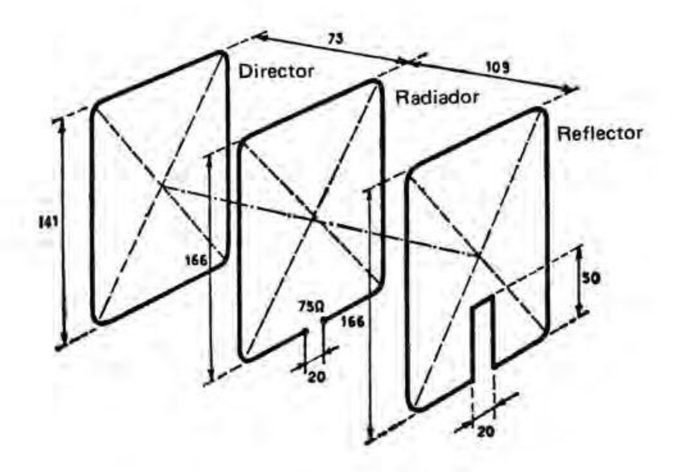


Figura 6.117. *Antena Quad 432 MHz.*

Se compone de dos cuadrados paralelos de un cuarto de onda de lado, separados una décima de longitud de onda como máximo. Están plegados en 45° en el centro de su parte horizontal, lo cual permite fijarlos en el mismo punto central y prescindir del conocido soporte en cruz, de gran envergadura, que ha hecho desistir a ciertos aficionados a quienes gusta la Quad (Fig. 6.118). Tenemos, pues, un aéreo totalmente metálico cuya armadura está enteramente a masa, efectuándose la fijación directa al mástil soporte en dos puntos de potencial HF nulo. Se observará también que los cuadros están hechos de tubo ligero en las partes horizontales y de hilo en los lados verticales, lo que forma un conjunto ligero, pero de buena rigidez mecánica. Los dos cuadros están alimentados, como después veremos, y uno de ellos, que mide aproximadamente un 5% de menos, constituye el director, mientras que el otro actúa como reflector. La proximidad de los dos cuadros paralelos y su longitud crítica producen la relación de fase necesaria para la producción de la radiación en una dirección privilegiada. La potencia concentrada en el lóbulo principal es de cerca del 95% de la total potencia radiada, lo cual es muy notable. Los pliegues de las partes horizontales y la presencia del mástil tienen una influencia despreciable sobre el diagrama de radiación.

Como está alimentado el conjunto de la antena, la potencia se reparte por igual en los dos elementos, y la resistencia de radiación, a causa de la pequeña separación, es ligeramente inferior a la mitad de la de un cuadro resonante solo (30 a 40 Ω). La banda pasante es muy conveniente en cada banda, y si bien la reactancia aumenta de modo relativamente rápido al separarse de la resonancia, el diagrama de readiación no es afectado por separaciones que lleguen hasta el 9% de la frecuencia central. La resonancia de la antena completa, medida en el punto de llegada del cable de alimentación, es la medida de las frecuencias de resonancia de los dos cuadros tomados aisladamente, y la reactancia capacitiva del director queda compensada exactamente por la inductan-

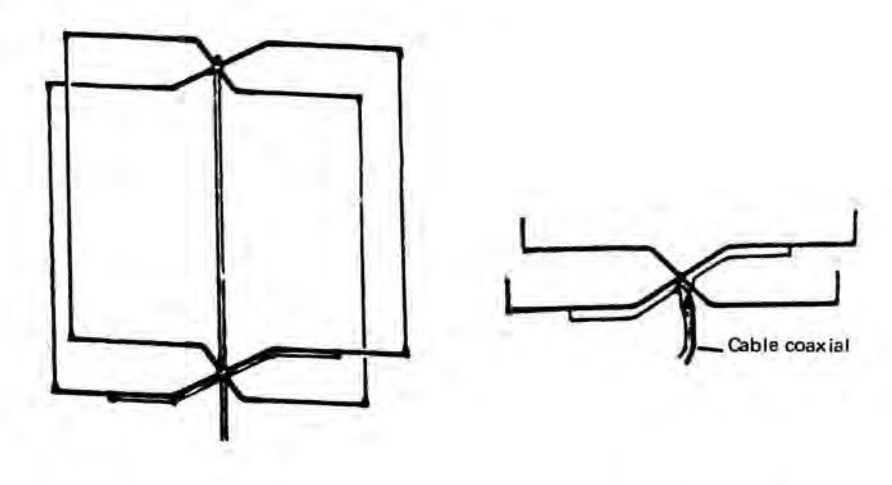


Figura 6.118.

Figura 6.119.

cia del reflector. La diferencia de longitud entre los amperímetros de los cuadrados se ha fijado en 5% después de numerosas mediciones. Si se la reduce, los lóbulos secundarios aumentan. Si, por el contrario, se la aumenta, el lóbulo principal se ensancha, lo cual reduce la ganancia hacia adelante. La alimentación de los dos elementos se hace muy sencillamente por una doble gamma-match (Fig. 6.119), que permite una perfecta adaptación del cable coaxial a la antena, asegurando al mismo tiempo el paso del feeder disimétrico a la antena simétrica. Todo ello es perfectamente sano y lógico. Veamos cómo realizarlo.

La Figura 6.120 muestra claramente la forma de la pieza que permite el ensamblado de los tubos y su fijación al mástil vertical que sirve de soporte giratorio a la antena. Es un bloque octogonal de aluminio que tiene dos vaciados semicirculares en cruz destinados a recibir los tubos horizontales cuando están adecuadamente conformados por plegado. Una pieza en U o, en su defecto, dos fijadores de abrazadera de metal fuerte fijan firmemente los tubos en su alojamiento. Estos tubos, de 20 mm de diámetro, son de tipo estirados de "duralinox" delgado y duro (20 × 18). Están conformados de modo que sus extremos plegados sean muy exactamente paralelos, con una separación de eje a eje que varía según la banda de trabajo (una décima de longitud de onda). De ello resulta que los cuatro tubos deben medir como mínimo antes de su conformado:

para 20 m, 3,40 m (separación 2,10 m)
15 m, 2,40 m (separación 1,40 m)
10 m, 1,90 m (separación 1,05 m)

El trabajo de plegado se hace fácilmente en taller, pero se puede realizar sin material especial. Basta cerrar cada tubo en un extremo, llenarlo de arena, cerrarlo en el otro extremo y plegarlo en el sitio señalado apoyándolo sobre un cuerpo duro de forma adecuada. Se evitan así las deformaciones y las roturas.

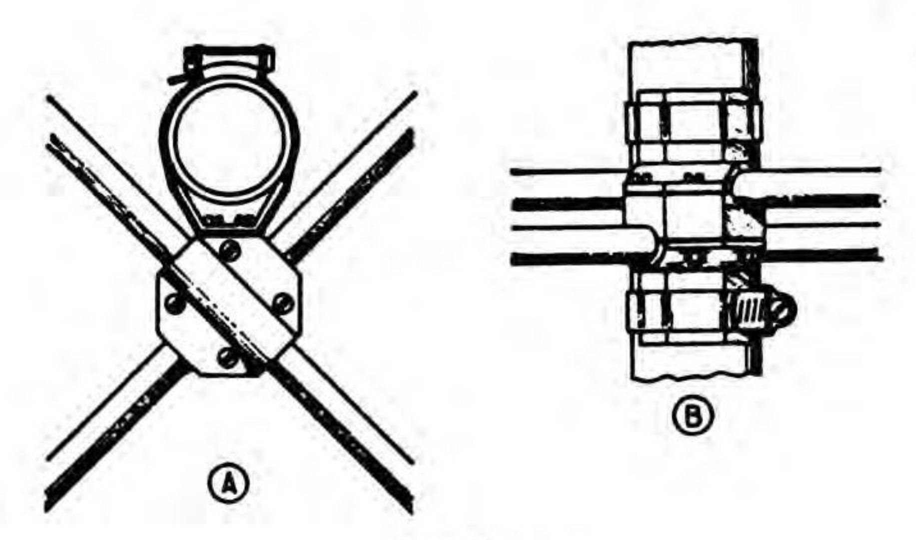


Figura 6.120.

Ciertas aleaciones especialmente duras serán calentadas previamente con la lámpara de soldar o con el soplete de gas, pero sin exceso para no ablandar exageradamente el metal, que quedaría con debilitamientos imposibles de corregir.

Estos tubos se completan y prolongan por tubos corredizos de diámetro inferior. Esta disposición permite ajustar su longitud con precisión. Si el tubo interior penetra con un juego exagerado, basta serrar el extremo del tubo exterior y proveerlo de un collar regulable que permitirá, en el momento oportuno, un bloqueo definitivo y un contacto correcto. Los extremos de estos tubos corredizos cuya longitud es, como ya se ha dicho, función de la frecuencia de trabajo, se terminan por un aplanado acodado en ángulo recto o por un anillo de soldar, modelo fuerte, para recibir los cuatro conductores laterales, que son de hilo de 15 a 20/10 mm.

Las dimensiones de los dos cuadros tomadas en las antenas correctamente ajustadas y puesta a punto, están resumidas en la tabla que se incluye más adelante. Corresponden a un perímetro total de 1,188 λ para el reflector y 1,12 λ para el director y para una separación entre cuadros de 0,11 λ.

En la práctica los elementos verticales son iguales; la que difiere es la longitud de los ramales horizontales. Esta es ajustable, como se ha visto, por el juego de las partes telescópicas, lo que permite obtener la resonancia de cada cuadro y la relación de radiación adelante-atrás más favorable. No obstante, la longitud (igual) de las secciones de hilo puede ser modificada haciendo deslizar a lo largo del mástil la pieza-soporte inferior.

Siendo la impedancia de cada cuadro notablemente diferente de la de los cables coaxiales de uso corriente, se utiliza un sistema de adaptación en gamma-match doble, que permite atacar cada cuadro en las condiciones más favorables,

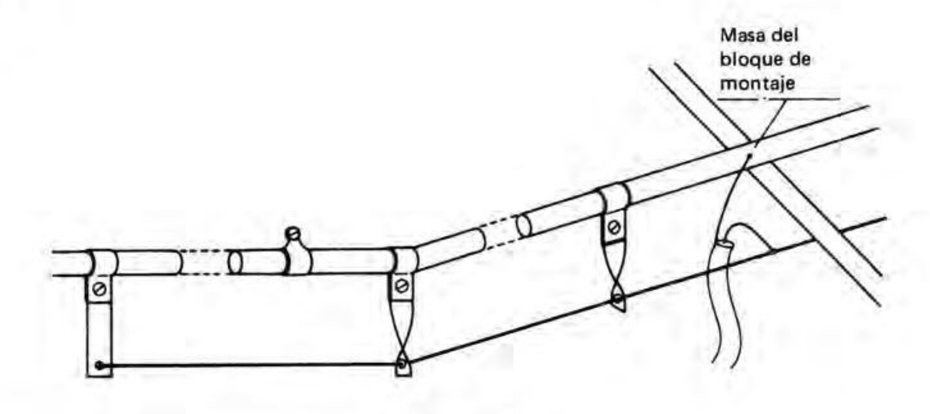


Figura 6.121.

conservando en la antena una perfecta simetría a pesar de un ataque disimétrico. La Figura 6.121 lo muestra en detalle. Se empleará para realizarlo hilo de instalación eléctrica tipo TH de 15 a 20/10 mm, que conservará su forro de plástico, salvo en los extremos y en el centro donde se fija el cable. La distancia óptima no es crítica: un buen valor es $\lambda/200$, o sean unos 5 cm para una antena destinada a la banda de 28 MHz, 7,5 cm para 21 MHz, 10 cm para 14 MHz, etc. Separadores metálicos provistos de un pasahilo aseguran una perfecta rigidez del hilo y sólo los de los extremos son móviles para permitir la puesta a punto y la adaptación. Después se suelda el hilo y se bloquean los collares. El cable será fijado en el centro a través de una capacidad variable de 100 pF.

Los resultados previstos sólo pueden alcanzarse si la antena está perfectamente regulada y puesta a punto. No es posible dar las dimensiones exactas con precisión de milímetro, que evitarían los últimos reglajes. Sin duda una antena construida con las dimensiones que damos funcionará correctamente desde el primer momento, pero siempre quedará algo que hacer en cada caso particular para alcanzar el final definitivo. Hay que disponer de dos cosas indispensables: un "grid-dip" y un medidor de potencia reflejada (TOS-metro). Los collares extremos del gamma-math se fijan arbitrariamente cerca del centro de la parte rectilínea comprendida entre el codo y el extremo, el hilo del gamma-match se corta unos 15 centímetros más largo de lo necesario y el cable se pone en su sitio de manera definitiva: forro a masa y conductor central al centro del gamma-match. En su extremo libre, el cable coaxial se cierra con un bucle, que será acoplado flojamente a la bobina del grid-dip que ahora vamos a utilizar. No debemos sorprendernos en modo alguno ante la existencia de varias resonancias francas en un sistema antena-cable; se deben al cable. La que nos interesa y que se debe a la antena es mucho más difusa y discreta porque está amortiguada (resistencia de radiación). Se desacoplará lo más posible para identificar bien la frecuencia central, que se podrá apreciar con precisión en el receptor de tráfico. Si está demasiado alejada del centro de la banda, habrá que modificar en uno u otro sentido las dimensiones de los cuadros. Se puede entonces jugar con la longitud de los tubos corriéndolos igualmente uno dentro de otro

algunos centímetros en más o en menos, o bien desplazar la pieza de ensamblado central inferior hacia arriba o hacia abajo, modificando la longitud de los hilos que forman los lados verticales. Cuando se ha alcanzado el resultado que se desea, nos queda buscar el mínimo de potencia reflejada, mediante el TOS-metro y un emisor de baja potencia aunque en relación con la que exige el aparato para una desviación total en sentido directo, desplanzado los puntos de fijación de los collares terminales del gamma-match. Esta última operación modifica la resonancia de la antena, a la cual habrá que volver. Se considerará satisfactoria la puesta a punto cuando, habiendo alcanzado la resonancia deseada, la proporción de ondas estacionarias se sitúa en torno a 1,2/1.

Resultados: El diagrama de la Figura 6.122 es muy interesante; no lo son menos las cifras tomadas en una de estas antenas, montada sobre el tejado de una casa de tres pisos, a unos 15 m del suelo:

Ganancia de potencia respecto a un dipolo (a pequeña distancia) = 6 a 7,9 dB.
Ganancia de potencia respecto a un dipolo (a gran distancia) = 12 a 14 dB.

Relación adelante-atrás.

A pequeña distancia (15 km) 15 dB.
A media distancia (1.000 km) 10 a 12 dB.
A gran distancia (más de 3.000 km) 18 a 24 dB.

Atenuación lateral.

Angulo de apertura para una reducción de la mitad de la potencia = 60°.

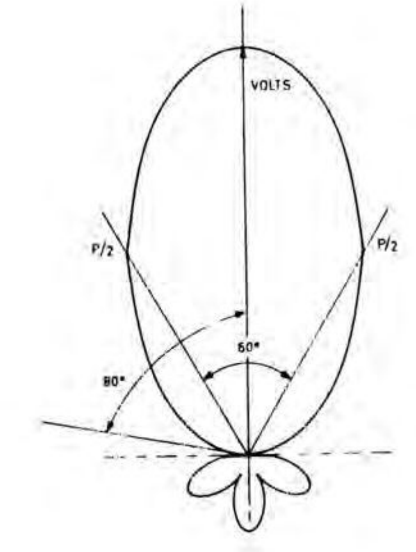


Figura 6.122.

Estamos, pues ante una excelente antena, ligera, sólida (se han llevado a cabo las pruebas en un período de varios años), compacta y cuya construcción "todo a masa" elimina los problemas de aislamiento. Sus prestaciones en DX son notables.

Naturalmente, se pueden extrapolar sus dimensiones en todas las frecuencias, y la construcción de una "Swiss-Quad" de tubo de cobre para las VHF es atractiva, beneficiándose de las prestaciones arriba expuestas.

Para la pequeña historia, el autor ha realizado dos "Swiss-Quad" 15 MHz para el "Centre National d'Etudes Spatiales" (CNES).

Banda de trabajo (frecuencia central)	Longitud de onda correspondiente	Altura total de la antena	Longitud total horizontal del reflector	Longitud total del director	Separación (0,1 λ)
10 m (28,5 MHz)	10,52 m	3,11 m	3,20 m	3,02 m	1,05 m o 0,78 m
15 m (21,2 MHz)	14,14 m	4,10 m	4,30 m	3,90 m	1,40 m
20 m (14,150 MHz)	21,20 m	6,14 m	6,44 m	5,83 m	2,10 m

N.B. – Debe entenderse por longitud total horizontal del director o del reflector la distancia entre los vértices sin tener en cuenta el pliegue hacia el bloque de ensamblado y fijación al mástil. Estos valores son correctos para un ataque del gamma por el cable a través de una capacidad de 100 pF.

Una antena de 14 MHz de elementos acortados

Esta antena tiene la particularidad esencial de emplear elementos acortados geométricamente, lo cual la hace muy compacta y de reducida ocupación de espacio. No insistiremos sobre el medio empleado para reducir la longitud de los ramales por una carga central. Las inductancias están realizadas de hilo de 20/10 esmaltado, con separación de 1 mm entre espiras, sobre un mandril de Lucoflex o de poliestireno de 19 mm que entra con frotamiento duro en la primera sección de tubo de dural utilizado. Para mayor ligereza se ha preferido realizar los ramales radiantes con tubos telescópicos: la última sección es ajustable y su longitud se deduce de las Figuras 6.123 y 124. Esta disposición da una perfecta rigidez a los ramales, permitiendo también una gran facilidad de regulación por simple tracción o compresión. Con ayuda del grid-dip se afinan los

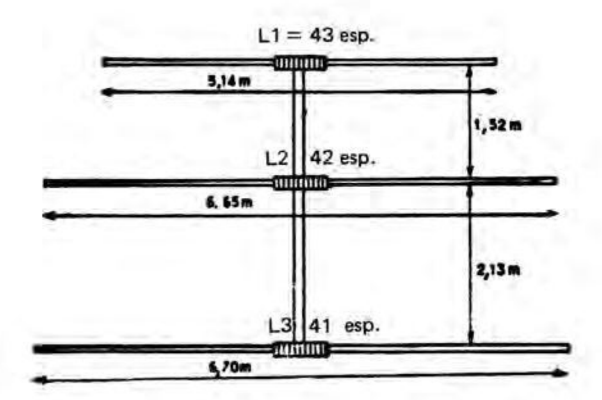


Figura 6.123. *Antena compacta 14 MHz.*

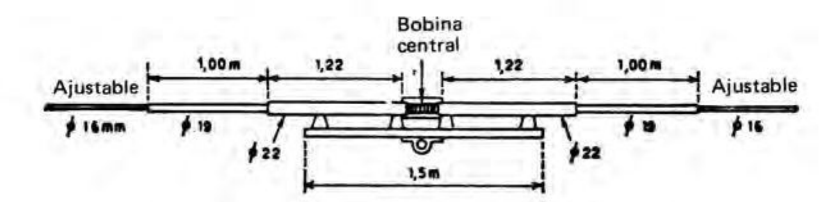


Figura 6.124. *Disposición adoptada para cada elemento.*

reglajes del modo siguiente: el radiador se sintoniza en el centro de la banda (14,2 MHz), el reflector en 13,6 MHz y el director en 14,8 MHz. Después conviene regresar al radiador para asegurarse de que su frecuencia de resonancia no ha variado. La sintonización final se hará con el emisor conectado, mediante un medidor de campo, para el máximo de radiación hacia adelante, y el último retoque se hará siempre sobre el radiador.

Esta antena puede ser atacada por una línea de ondas progresivas y, por tanto, de cualquier longitud. Para un cable de 52 Ω, la bobina de acoplamiento L, que se representa en la Figura 6.125, tiene 5 vueltas; con un cable de 75 Ω, L = 6 vueltas y para una línea de 300 Ω, L = 12 vueltas.

Las bobinas centrales están protegidas por un tubo de materia plástica rígida, idéntico al que sirve de mandril a la self de antena, y el todo se sumerge bajo una buena capa de barniz HF para una protección eficaz contra la humedad y la oxidación.

Esta antena podría ser concebida igualmente para 21 y 28 MHz extrapolando las dimensiones dadas para 14 MHz. Cualquiera que sea la frecuencia de trabajo, importa ante todo que cada elemento, tubo y bobina, resuene en la frecuencia elegida, con precisión de ± 5% para el director y el reflector, y que la parte radiante tubular represente al menos un cuarto de onda, para que la banda

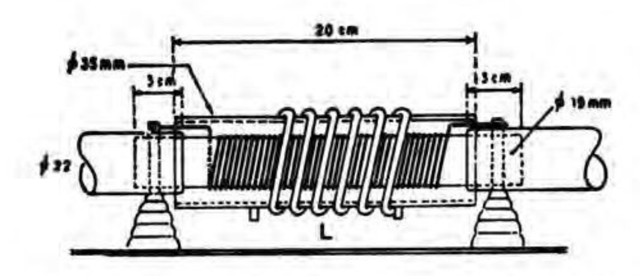


Figura 6.125. *Detalle de la carga central de los elementos y del dispositivo de acoplamiento en el centro del radiador.*

pasante del aéreo no quede demasiado reducida. De todos modos se respetará la separación habitual entre ramales y habrá que modificar la bobina de acoplamiento, y la bobina central a la que está acoplada será menos importante, puesto que está hecha para una frecuencia más elevada. La proporción de los números de vueltas de una y otra es del orden de 7 para un cable de 75 Ω y de 3,5 para una línea de 300 Ω.

Antena compacta "ZL Especial" (28 MHz)

Esta antena de dimensiones reducidas se inscribe en la serie de los aéreos de elementos acortados, vulgarizados desde hace algunos años. No tiene ningún misterio, y si sus elementos tabulares se han podido acortar es simplemente porque se han insertado en el centro unas inductancias convenientemente dimensionadas. Es en esencia un conjunto de dos antenas de media onda en fase, separadas entre sí 1/10 λ (Fig. 6.126).

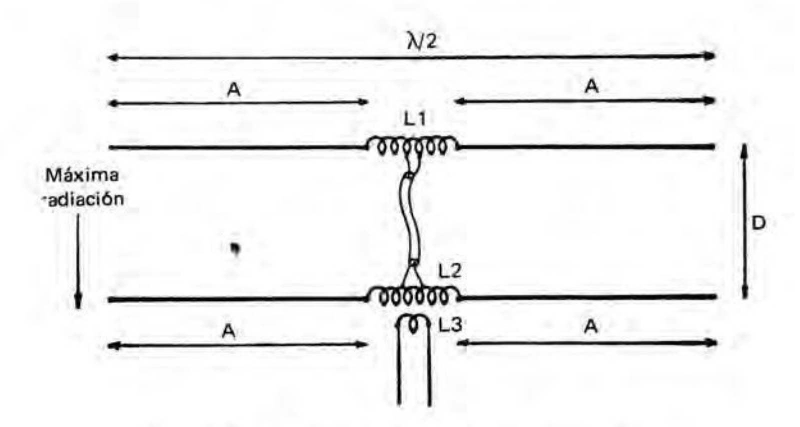


Figura 6.126. *La antena ZL especial "compacta".*

Los cuatro elementos tubulares A son idénticos: 1,68 m de tubo de duraluminio de 12 mm de diámetro. Las dos bobinas L_1 y L_2 se realizan como sigue: 10 espiras de hilo esmaltado de 15/10 mm sobre un diámetro de 32 mm. La longitud de L_1 es de 5 cm y la de L_2, 8 cm.

Los dos elementos, conjuntados como se muestra en la Figura 6.127, son puestos en fase por una sección de cable coaxial semiaéreo de buena calidad (en la práctica sirve cualquier cable cuyo coeficiente de velocidad sea superior a 0,75), de 1,13 m de largo. Se observará que la conexión de la línea está cruzada, sin lo cual no podría realizarse la puesta en fase. En la práctica, como el conjunto es muy ligero, basta un soporte en H de 1,10 × 1,10 m de madera blanca o de abeto sobre la que se fijan los tubos por medio de columnitas de porcelana.

Con las cotas arriba dadas es seguro que funciona la antena, pero para obtener los mejores resultados es preferible ponerla a punto cuidadosamente. Para ello es necesario poder ajustar con precisión las longitudes de los ramales. El medio más sencillo consiste en proveer a cada uno de los cuatro tubos de una corredera terminal que penetre con frotamiento duro en el tubo principal y permita alcanzar la dimensión dada, con 10 cm de más o de menos. Se controlará la resonancia correcta con el grid-dip, como se aconseja hacerlo con todos los aéreos. En cuanto a la correcta puesta en fase, se hará mediante un medidor de ondas estacionarias.

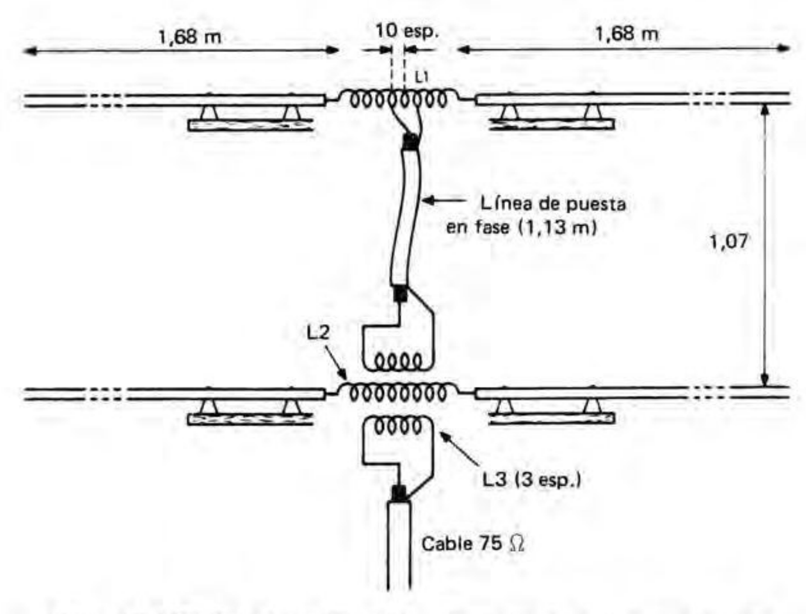


Figura 6.127. *Detalle de las bobinas centrales y de la puesta en fase.*

La banda pasante es excelente: prácticamente 800 kHz, más que suficiente para cubrir ampliamente la banda europea. Las dimensiones dadas se han establecido para una frecuencia central de 28,4 MHz.

La ganancia de este aéreo (que, a pesar de su apariencia, no es un Yagi) está cifrada en 7 dB, lo que le hace bastante igual a una antena clásica de dos elementos. Naturalmente nada se opone, extrapolando, a concebir una "ZL Especial" para la banda de 21 MHz, la cual, dicho sea de paso, no ocuparía más espacio que una Yagi clásica de dos elementos para la banda de 28 MHz, es decir, sería perfectamente pensable.

Antena María Maluca

Es un aéreo directivo multibanda muy sencillo (Fig. 6.128) y muy difundido entre los aficionados sudamericanos.

Tiene un ramal horizontal de un largo total de 7,65 m, flanqueado a 1,72 m por un ramal parásito director de 5,05 m.

El elemento radiante se comporta como una antena Lévy y la alimentación se hace por cinta plana "twin-lead" de 300 Ω, de longitud evidentemente crítica a causa del régimen de funcionamiento elegido, o sean 10,07 m, 18,56 m o 23,40 m, para una línea "Amphenol" (K = 0,9). Si se adoptan 23,40 m, el conjunto puede incluso funcionar mal que bien en 3,5 MHz, pero, a nuestro juicio, ello no es más que un compromiso. El acoplamiento al emisor se efectúa por una placa de acoplamiento situada en la salida del paso final. La ganancia en 21 MHz sería de 8 dB respecto a un dipolo.

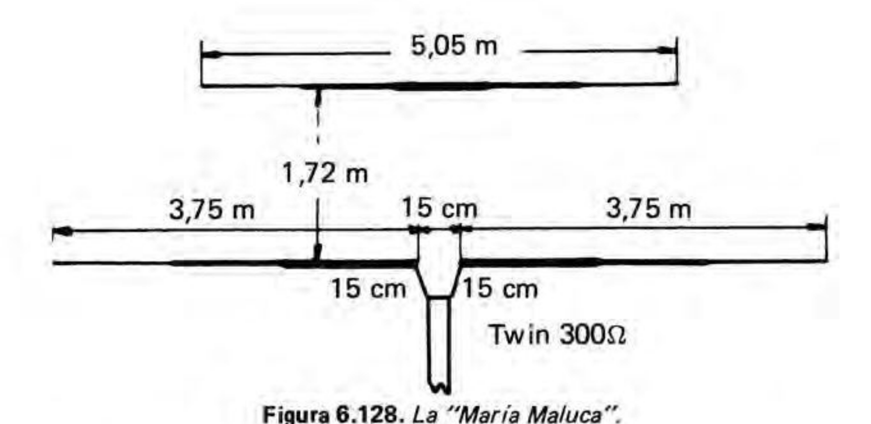


Figura 6.128. *La "María Maluca".*

Para obtener los mejores resultados hay que mejorar la Q de la antena y adoptar tubos de longitudes y diámetros muy exactos. Una realización práctica probada por varios aficionados emplea tubo de aluminio de 16 mm, prolongada por tubo de 12 mm encajado en tubo de 14 mm (Fig. 6.129). El "boom" es de

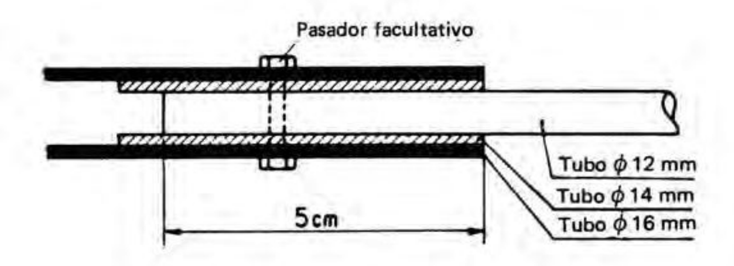


Figura 6.129.

tubo cuadrado de 40 × 40 y el soporte de los elementos es de trancanil de aluminio de 25 × 50 × 25, de 0,90 m de largo para el radiador y 0,60 m para el director. El aislamiento es asegurado por columnitas de porcelana.

La adaptación se hace en delta (Fig. 130).

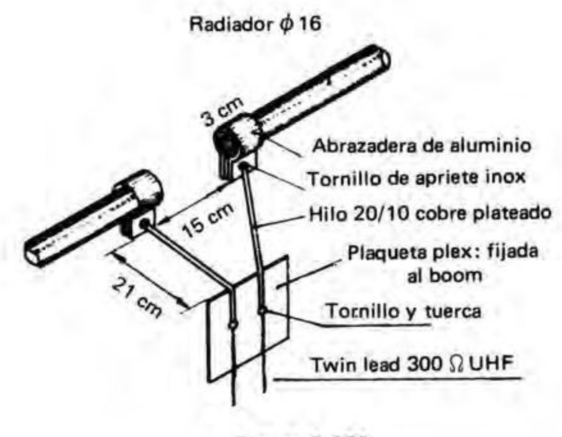


Figura 6.130.

La antena debe situarse a tres metros del suelo como mínimo. Las dimensiones del delta-match son muy importantes. Los reglajes se efectúan con ayuda del grid-dip (Fig. 131).

Se hará un medio bucle (espira) entre los puntos A y A' y se acercará el grid-dip. Se debe obtener un dip franco en 14 y 28 MHz; el dip de la banda de 21 MHz es difuso. Obtenida la resonancia, se cortocircuitarán los puntos A y A'. Se excitarán A y A' con el grid-dip y se recortará el feeder hasta la obtención de los dips en 14,100, 21,250 y 28,800 MHz.

Este trabajo requiere un poco de paciencia si se realiza por primera vez, pero a este precio se tendrá una antena digna de este nombre. Una vez terminado el

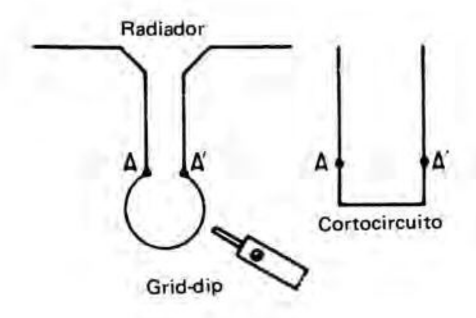


Figura 6.131.

trabajo sólo queda conectar la antena al emisor (salida de 300 Ω). Es indispensable una caja de acoplamiento.

La antena tribanda Mosley TA33Jr (14-21-28 MHz)

Aéreo comercial de origen americano y del estilo tan especial del material de allende el Atlántico, que se presenta en "kit", es decir, bajo la forma de un conjunto prerregulado y listo para montar y al que no le falta ni el menor tornillo. Se trata de la Beam multibanda TA33Jr, de la firma americana Mosley, de la que están en servicio en Francia cientos de ejemplares y que, sin embargo, parece ignorada todavía por muchos aficionados a causa de que nunca ha sido presentada. Es en esencia una antena del tipo Yagi de tres elementos, que cubre tres bandas (14, 21 y 28 MHz) sin ninguna conmutación mecánica, que ocupa relativamente poco espacio y tiene un peso reducido (< 9 kg) gracias a una construcción robusta, totalmente de duraluminio pulimentado. El correcto funcionamiento de un tal aéreo, atacado por un feeder de ondas progresivas de baja impedancia (50 Ω), con un TOS poco elevado, es perfectamente posible gracias al empleo, a lo largo de los ramales, parásitos y radiantes, de circuitos de resonancia en paralelo insertados juiciosamente a ambos lados del centro.

Este concepto de la antena multibanda no es verdaderamente nuevo, pues sus principios están expuestos en una revista americana de hace más de cincuenta años. Es probable que muchos de nuestros lectores no estén del todo informados sobre esta técnica especial. Por ello no estén del todo informados sobre esta técnica especial. Por ello vamos a ver cómo y por qué un simple dipolo de esta clase puede trabajar con la mayor normalidad en varias bandas y sin ninguna conmutación. La Figura 6.132 representa este aéreo; su sección central está cortada a las dimensiones habituales y constituye un doblete de media onda en la gama de frecuencia más elevada (28 MHz). Los circuitos de resonancia en paralelo o "trampillas" A_1-A_2 presentan en cada extremo una impedancia muy elevada porque están sintonizados en esta frecuencia, se comportan como aislantes perfectos y, por ello, la antena se reduce, eléctricamente hablando, a la sección 1. Si se excita la antena en 21 MHz, las "trampillas" A_1-A_2 se compor-

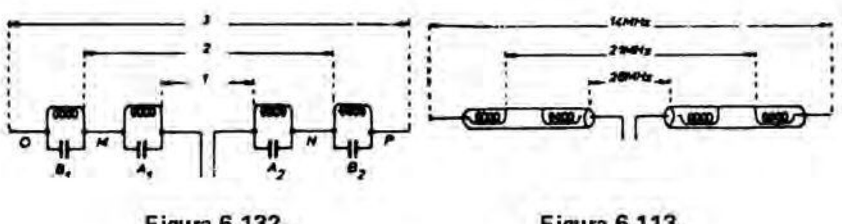


Figura 6.132. Figura 6.113.

tan de modo totalmente distinto, pues, no resonando en la nueva frecuencia de trabajo, su impedancia se hace muy baja y constituyen cortocircuitos que conectan las partes M y N a la parte central. Si M y N tienen unas dimensiones tales que la sección 2 resuene en 21 MHz y si B_1-B_2 resuenan en esta misma frecuencia, nos encontramos de nuevo en las condiciones precedentes: los ramales terminales OP se encuentran aislados eléctricamente. Finalmente, si se excita el conjunto en 14 MHz, y si las partes OP son de dimensiones tales que la sección 3 resuene en 14 MHz, como las trampillas A_1-A_2, B_1-B_2 están fuera de resonancia, el dipolo constituye, a causa de los circuitos de resonancia en paralelo, un dipolo en esta frecuencia. Podría imaginarse un conjunto más largo con mayor número de trampillas, y es el que ha sido comercializado con la denominación RD5 por la misma firma. Este aéreo, de hilos, tiene cinco pares de "trampillas" y cubre todas las bandas de aficionados (10,15, 20, 40, 80 m) comportándose como un doblete en cada banda. Se ve que es verdaderamente una solución elegante del problema del doblete multibanda.

Pero volvamos a la TA33Jr. Se presenta como se muestra en la Figura 6.132. Las "trampillas" de resonancia en paralelo están constituidas por bobinas realizadas sobre mandriles aislantes encerrados en tubos de duraluminio que forman a la vez una protección a toda prueba contra la intemperie, lo cual es esencial, y que, por su diámetro y su separación de las bobinas, constituyen la capacidad que determina la resonancia buscada. La Figura 6.133 muestra cómo están dispuestas estas trampillas, reducidas a dos por elemento; en realidad comprenden dos bobinas separadas:

$$T_1 = 39 + 21 \text{ espiras}$$
$$T_2 = T_3 = 40 + 25 \text{ espiras}$$

La menor de estas bobinas se pone del lado del "boom" y el ensamblado se hace sin posible error, pues todas las piezas están cuidadosamente marcadas. Es evidente que si no se respetara esta disposición, la resonancia de los elementos resultaría afectada y el funcionamiento de la antena sería incorrecto, con una proporción de ondas estacionarias totalmente prohibitiva.

El funcionamiento de la antena se deduce de las dimensiones de los ramales y de la situación e inductancia de las "trampillas".

En 28 MHz, al estar las bobinas más pequeñas situadas del lado del boom, aíslan totalmente el centro de los extremos de los ramales. Estamos en presen-

cia de una Yagi de tres elementos y gran separación (reflector 0,2 λ; director 0,15 λ).

En 21 MHz, ni una ni otra de las dos bobinas de cada trampilla presenta resonancia en esta frecuencia. Las trampillas son cortocircuitos casi perfectos y la antena se convierte en un Yagi de tres elementos con separación clásica (reflector 0,15 λ; director 0,1 λ).

En 14 MHz, la segunda bobina, la más larga de cada trampilla, ha sido calculada para que su inductancia, añadida a la de la primera, constituya para cada ramal una carga tal que el conjunto ramal-trampilla resuene en 20 m. Ahora estamos en presencia de un aéreo Yagi de tres elementos, pero de muy pequeña separación (reflector 0,1 λ; director 0,08 λ).

En la Figura 6.134 se encuentra el plano de montaje, con el que no hay lugar para ninguna variante como no sea la elección entre dos posiciones: elementos largos, que proporcionan el mejor funcionamiento en la parte baja de las gamas (14,150; 21,150; 28,5 MHz) o elementos cortos (14,275; 21,350; 29 MHz).

La adaptación de una tal antena a un cable de 50 Ω no puede ser rigurosa, pero constituye un compromiso satisfactorio que conduce a un TOS favorable en una gran zona de las tres bandas (Fig. 6.135). Sin embargo, y ello explica las cifras expuestas, la TA33JR no es un aéreo de banda ancha, lo cual no es un inconveniente cuando se conoce la banda de frecuencias de trabajo que da los mejores resultados.

Por lo que se refiere a la alimentación por un cable disimétrico de 52 Ω, aunque la antena sea perfectamente simétrica, la firma Mosley no duda en pre-

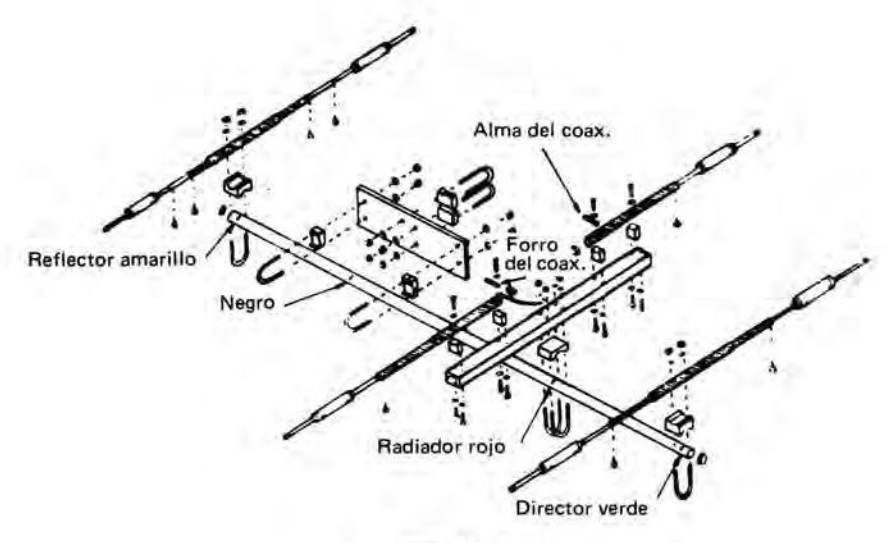


Figura 6.134.

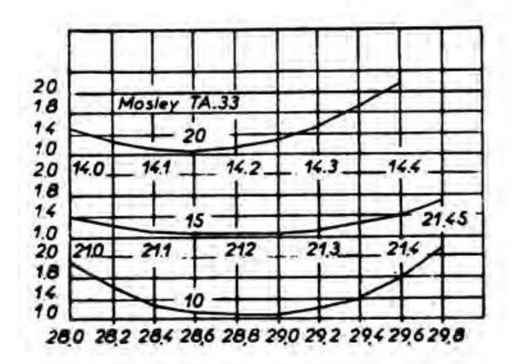


Figura 6.135.

conizarla, con la puesta a masa de uno de los ramales del dipolo. Es cierto que se recomiendan longitudes de cable críticas, pero no es menos cierto que la solución es poco ortodoxa sobre el papel y en la realidad se observa que, si bien el TOS es el anunciado por el constructor, el diagrama de radiación es muy incierto y la relación adelante-atrás mediana. Si la antena fuera monobanda se pensaría inmediatamente en la solución del "balun" (paso disimétrico de cable coaxial). Pero con una antena tribanda, esta solución queda excluida. Tan pertinente es esta reserva que, en los EE.UU. se venden simetrizadores de banda ancha (BN86 o similar), descritos en otro lugar, que permiten remediar el defecto arriba expuesto.

Después de esta transformación fácil de efectuar, la TA33JR es un verdadero "beam", el diagrama directivo en 21 y 28 MHz es muy bueno, y es satisfactorio en 14 MHz. La relación adelante-atrás es enteramente normal y es, naturalmente, en la recepción donde la mejora es más evidente.

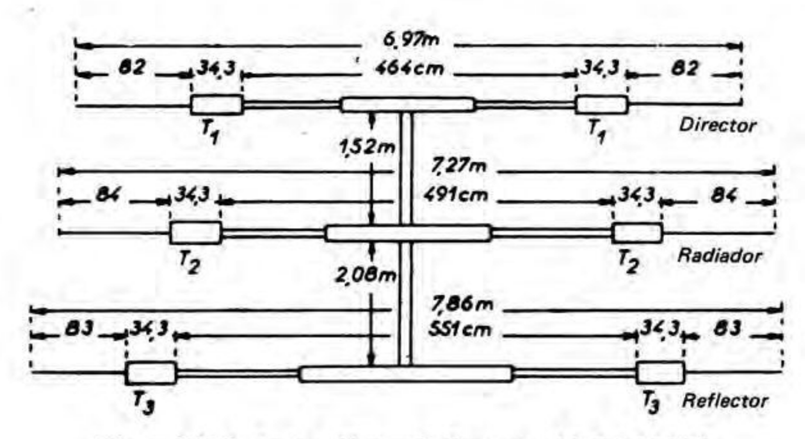


Figura 6.136. *Antena Mosley 3 elementos 14, 21, 28 MHz.*

6

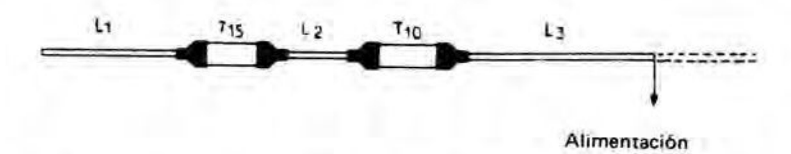
La antena directiva tribanda (3 elementos) TH3JR

Entre las muchas antenas comerciales disponibles en el mercado nos hemos quedado para nuestro uso personal con la TH3JR de Hy-Gain, que presenta cierto número de ventajas muy apreciables en un aéreo de gran desarrollo. En efecto, sin ser de tipo miniatura, la TH3JR ocupa un radio máximo de 4,50 m, con un travesaño central ("boom") de 3,65 m; la longitud del elemento más largo es de sólo 7,92 m. Tiene cuatro trampillas por elemento y los ramales lineales están hechos de tubo de duraluminio inoxidable estañado. Resulta un conjunto de un peso apenas superior a 10 kg, con una débil presa en el viento que puede resistir ráfagas superiores a 120 km/h, excepcionales en nuestras latitudes. Como la antena acepta una potencia PEP de 600 W, es decir, 300 W en AM, podemos decir que esta capacidad de energía admisible conviene perfectamente a la mayoría de los radioaficionados franceses, que saben limitarse a potencias bastante inferiores y así no les va mal. La ligereza del conjunto es del todo compatible con la rotación efectuada por un motor de antena de un modelo simplemente robusto, pero nos parece que la particularidad del mástil continuo debe considerarse como un alivio muy sensible del esfuerzo del motor y generalizarse para todos los tipos de antenas, al menos siempre que se pueda elegir el material.

Finalmente precisaremos que el conjunto del material empleado cumple las especificaciones militares más severas, y para completarlo indicaremos que la ganancia hacia adelante es del orden de 8 dB, para una relación adelante-atrás de 25 dB. La impedancia nominal de la antena es sensiblemente de 50 Ω en todas las bandas y volveremos sobre ello.

Descripción eléctrica

La TH3JR es una antena de tres elementos que, como indica su título, cubre las tres bandas: 14, 21 y 28 MHz, muy a favor en Francia, gracias a las trampillas juiciosamente dispuestas en serie, que realizan una conmutación automática con cada banda. ¿Cómo interviene e esta conmutación? Es una cuestión que no



se aborda con frecuencia y a la que se puede dar la explicación siguiente: Partiremos de un dipolo multibanda muy parecido al de la antena que estudiamos. En esencia está constituido por una parte rectilínea cortada en puntos críticos. Los elementos T_{10} están sintonizados en 28 MHz y los elementos T_{15} en 21 MHz (Fig. 6.137).

Cuando se excita el dipolo en 28 MHz, frecuencia de resonancia de las dos trampillas más próximas al punto de alimentación, la impedancia de los dos

circuitos T_{10} es tan elevada que las trampillas se comportan en esta frecuencia como aisladores respecto a los extremos. El dipolo es una antena de media onda en esta frecuencia. En cambio, si la señal aplicada al centro es de frecuencia diferente, los elementos T_{10} presentan una impedancia extremadamente baja, pero una inductancia no despreciable. Así, cuando la antena es excitada en 21 MHz, son los elementos T_{15} los que resuenan en esta frecuencia, aislando de modo semejante los dos extremos tubulares restantes. Contrariamente, la inductancia de los elementos T_{10} se añade a la parte tubular para contribuir a la resonancia del conjunto en media onda en la frecuencia de trabajo considerada, de lo cual resulta un dipolo notablemente acortado.

Finalmente, si hacemos el mismo razonamiento en la frecuencia de 14 MHz, como ninguna de las trampillas es resonante en esta frecuencia, sus impedancias son despreciables, pero la inductancia de los cuatro elementos T_{10} y T_{15}, añadida al conjunto de las partes tubulares, hace resonar el dipolo en 20 m en semionda aunque sólo mide físicamente unos 7,40 m.

Así es, de modo muy esquemático, como se explica el funcionamiento de un dipolo multibanda de esta clase. La realización práctica es menos evidente que la teoría, pues si bien es fácil realizar una trampilla, que no es más que un circuito sintonizado en una frecuencia determinada, su inductancia ha de ser la conveniente para asociarse al funcionamiento de la siguiente a fin de obtener la resonancia en otra banda. Es evidente que las longitudes de los elementos L_1, L_2, L_3, L'_1, L'_2, L'_3 son también todas críticas. En efecto, si bien L_1 y L'_1 sólo actúan en una banda de frecuencia, 14 MHz, L_2 y L'_2 tienen una longitud inferior en las tres bandas. Se ve que la determinación de los elementos de un dipolo de este tipo y, por tanto, de una antena tribanda exige muchos cálculos y una puesta a punto muy minuciosa. Por ello se recurre muy frecuentemente a la solución comercial. Con la TH3JR, que en cierto modo se suministra en "kit", la parte del operador es todavía muy importante y el montaje constituye un trabajo no despreciable que requiere un mínimo de antención y cuidado. Pero veamos cómo se debe proceder para obtener el resultado deseado, tanto en el plano de la realización mecánica como en el de las prestaciones.

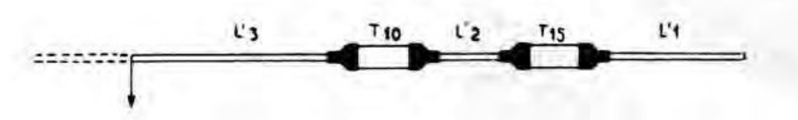


Figura 6. 137.

Montaje de la antena

Se empezará por identificar las piezas que componen el "kit", que son las siguientes:

Boom = tubos de 1,83 m - ϕ 32 mm - 2 (uno horadado)

Pieza de ensamblado del boom y fijación al mástil - 1.
Tubos, estañados en un extremo, long. 1,83, ϕ 22 mm - 6
Trampillas = 10 y 15 m (D, R, DE) - 12
Tubos diversos:
R_2 - long. 26,5 cm, 20 mm - 2
D_2 - long. 15 cm, 20 mm - 2
DE_3 - long. 88 cm, 11 mm - 2
D_3R_3 - long. 81,5 cm, 11 mm - 2
DE_2 - long. 24 cm, 20 mm - 2
Piezas de ensamblado de los elementos al boom (D, DE, R) - 6
Beta-match (hilo de aluminio) preformado - 1
Aisladores para el mismo (2) y fijación al boom - 1
Aisladores del dipolo (material moldeado) - 2
Collares de fijación de los elementos - 18
Tapones de plástico - 8

Todo ello completado con un surtido de tornillos, tuercas y arandelas Grover a identificar para ponerlas en su sitio.

Después de hacer este inventario indispensable para ordenar los distintos elementos, se podrá proceder al montaje del boom y empezar utilizando la pieza de ensamblado y fijación al mástil. Primera observación: uno de los elementos tiene tres pequeños agujeros alineados que deben quedar orientados hacia arriba, como se muestra en la Figura 6.138. La unión de las dos coquillas se efectúa

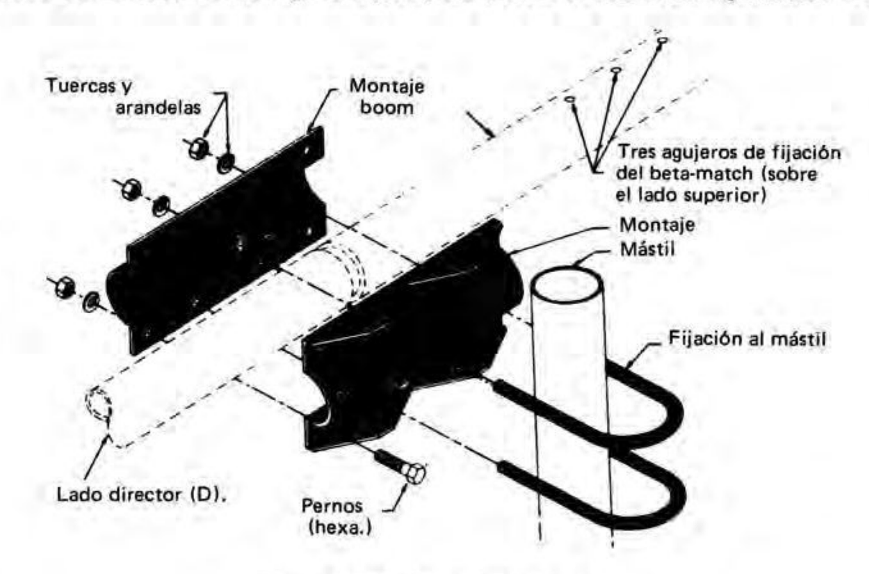


Figura 6.138. *Fijación del boom.*

a la vez por cuatro pernos de cabeza hexagonal de 20 mm y por los dos elementos en U, sin bloquear completamente las tuercas, todas completadas con arandelas. Las dos secciones de tubo grueso se ponen extremo contra extremo y su empalme se hace en el centro de la pieza de ensamblado. Sobre el boom vamos a fijar sucesivamente los elementos, después de haberlos ensamblado con cuidado, del modo que vamos a describir. Como detalle práctico para trabajar con facilidad aconsejamos hincar en el suelo un tubo de aluminio de 20 a 40 mm de diámetro y de 1,50 m aproximadamente que servirá de mástil de montaje. De este modo, todos los puntos de la antena quedarán fácilmente accesibles y las numerosas tomas de dimensiones y regulaciones de longitud serán así muy cómodas.

Ensamblado del reflector

Se efectúa en torno a una coquilla de ensamblado que se empieza por fijar en el extremo de la parte del boom que tiene tres agujeros de fijación. El borde de la pieza se encuentra a 3,5 cm del extremo del boom, que será cubierto por un capuchón de plástico. A uno y otro lado e introducidos en el alojamiento que les está reservado, fijamos entonces dos tubos de 22 mm y 1,83 m como se muestra en la Figura 6.139, después de haber tomado la precaución de introducir en su alojamiento el tornillo de bloqueo y la tuerca cuadrada correspondiente, pero sin bloquearlos. Ahora se escogerán del material las dos trampillas con la referencia 10 R y se introducirán a uno y otro lado fijándolas en sus sitios por medio de collares previstos al efecto, inspirándose para su apriete en la Figura 6.140 que se aplicará cada vez que haya que empalmar firmemente dos tubos correderos. En este momento deberá hacerse la elección en cuanto al modo de funcionamiento: telefonía o telegrafía (CW). En efecto, por convenio

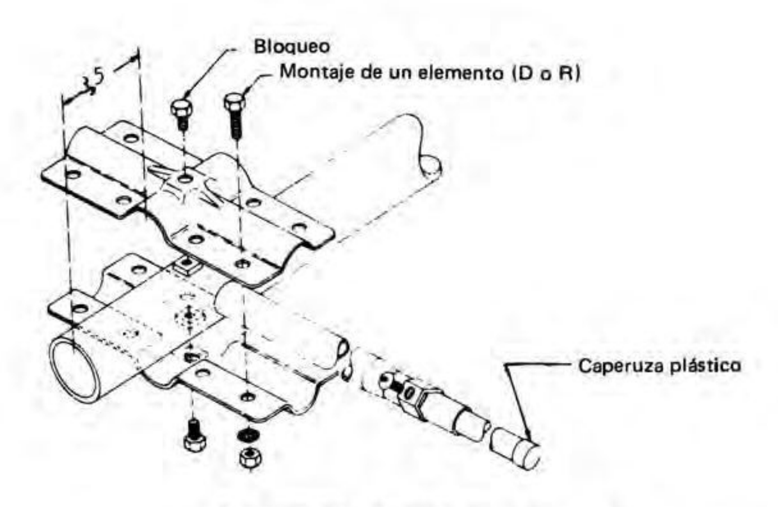


Figura 6.139. *Montaje de un elemento.*

el tráfico en telegrafía se efectúa, en principio, en la zona de las frecuencias más bajas de cada banda (14 a 14,1 - 21 a 21,1 - 28 a 28,1 MHz). Es ahí, en todo caso, donde hay que buscar el DX raro en CW. A una frecuencia más baja corresponde una antena más larga para obtener la resonancia. Así los elementos medirán de 16 a 25 cm más si se va a construir la antena más especialmente para el tráfico en telegrafía, y es en el momento en el que se van a fijar definitivamente las longitudes de los ramales cuando hay que optar por uno u otro modo de tráfico. Nosotros haremos figurar en el texto los valores a adoptar para el funcionamiento en telefonía, y entre paréntesis los que privilegian el funcionamiento en telegrafía (CW).

En lo que respecta al reflector –y volveremos sobre ello– se regulará la longitud del elemento A en 76 cm (84). Precisemos que se toman dimensiones, como se muestra en la Figura 6-141, desde la arista del adaptador de la trampilla (y no desde la base), y una vez obtenida la distancia, lo mejor es apretar definitivamente el collar de bloqueo.



Figura 6.140. *Detalle de un empalme por collar.*

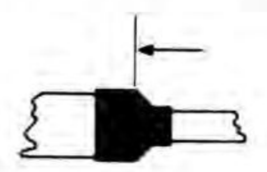


Figura 6.141. *Origen de la medida a partir de las trampillas.*

El elemento 15 R se une al 10 R por una corta sección de tubo de 26,5 cm y 22 mm de diámetro, bloqueada también en su dos extremos por collares a 30,5 cm (30,5). Por fin, se prolonga con una sección de tubo de 81 cm de largo y 11 mm de diámetro regulada a 79 cm tanto en telefonía como en telegrafía.

Por supuesto, las dos partes del reflector son rigurosamente idénticas. Si se ha procedido exactamente como acabamos de decir y se han comprobado en especial las medidas minuciosamente, se puede considerar terminado el ensamblado del reflector, después de bloquear los tornillos, tuercas y collares.

Ensamblado del director

Este será el segundo elemento a realizar y poner en su lugar, porque hace equilibrio con el reflector. Además su montaje es rigurosamente idéntico a partir de las trampillas 10 D y 15 D. Para las secciones intermedias se tomará A = 30 cm (38), B = 18,5 cm (20,5), C = 76,5 cm (75). La pieza de ensamblado y fijación al boom será bloqueada cuando se hayan llevado el director y el reflector al mismo plano.

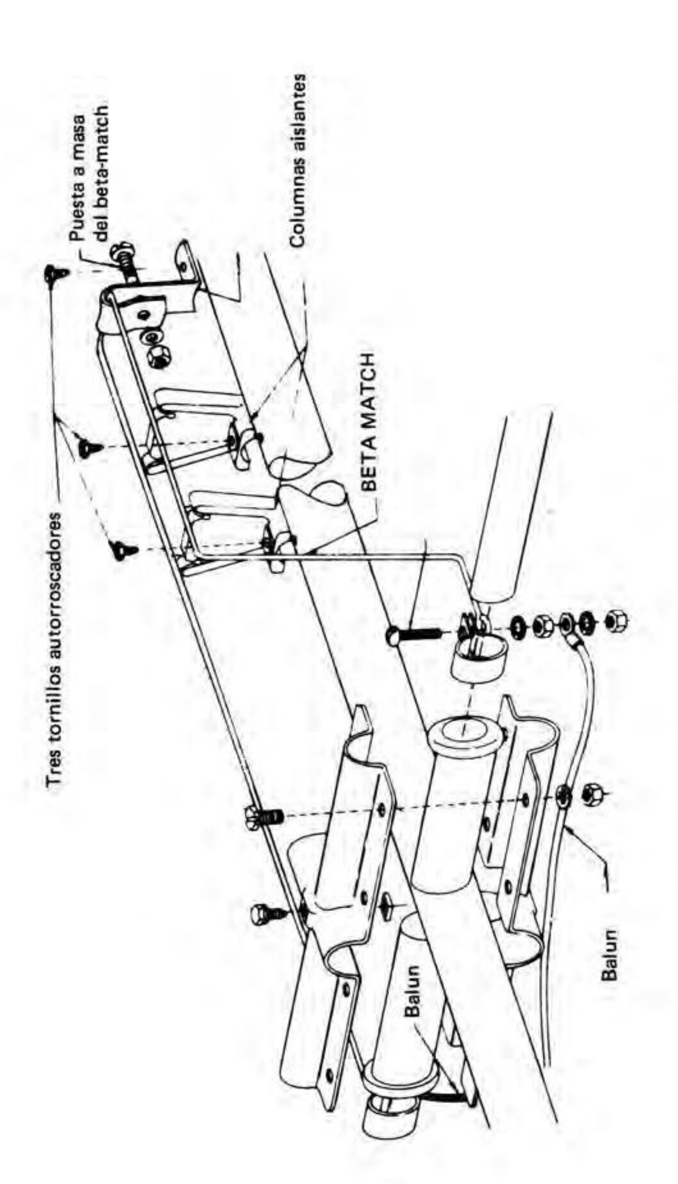


Figura 6.142. *Montaje del centro del dipolo.*

Montaje del dipolo

El ramal radiante comprende también esencialmente ramales tubulares y las trampillas 10 DE y 15 DE que hay que ensamblar de modo totalmente semejante a los de los otros dos elementos, con las dimensiones exactas siguientes: A = 30 cm (39,5), B = 29 cm (31), C = 88 cm (87).

Como este ramal radiante es del tipo dipolo cortado, se interponen dos manguitos de materia aislante en el alojamiento de la coquilla de fijación, que sirve aquí también de pieza de ensamblado y de fijación al boom. En la Figura 6.142 se encuentran los detalles del ensamblado del dipolo a partir de la coquilla de perfil especial destinada, por una parte, a la fijación al boom y por otra parte a recibir los extremos de los dos ramales de cuarto de onda provistos de los manguitos aislantes. A uno y otro lado y a 12 cm del eje del boom se fijarán firmemente los dos collares restantes, a los que llegarán a la vez la alimentación de la antena y el sistema de adaptación. La parte recta de los collares se dispone horizontalmente y se orienta hacia el reflector. Terminado el montaje, queda situar en posición el dipolo respecto a los otros dos elementos, haciéndolo sin bloquear los tornillos previstos al efecto hasta que los tres ramales estén rigurosamente en el mismo plano horizontal, lo cual exige sucesivos retoques. Finalmente, el dipolo debe quedar a 165,5 cm del reflector y a 188 cm del director.

Alimentación y adaptación

Como se muestra en la Figura 6.142 la alimentación se efectúa simétricamente a uno y otro lado del centro y el propio sistema de adaptación es rigurosamente simétrico, pues se trata de un "alfiler del pelo" cuyo punto medio está a masa del boom. La firma Hy-Gain le ha dado el nombre de "adaptación en beta-match". Los dos soportes de material moldeado se fijan a la masa del

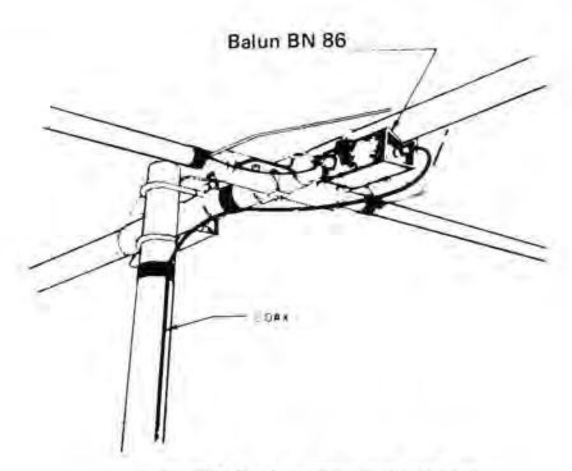


Figura 6.143. *Fijación del balun.*

boom por tornillos autorroscadores, y las partes rectas del beta-match se pinzan a la fuerza en los dos alojamientos previstos al efecto. Es ahora cuando se sueldan los dos ramales a fijar al dipolo de modo que llegan a empalmarse naturalmente con los collares de alimentación, lo cual se hará firmemente con arandelas y tuercas. Sólo quedará poner en su lugar la escuadra de puesta a masa también bien apretada, para considerar terminado el montaje.

Se comprobará que todas las dimensiones recomendadas han sido respetadas rigurosamente, que los collares de fijación están convenientemente apretados y que los elementos están perfectamente bloqueados en sus sitios. También se comprobará que los agujeros practicados en las trampillas están dirigidos hacia el suelo, pues de otro modo penetraría la humedad. Es interesante una investigación con el grid-dip, aunque la influencia del suelo sea considerable. El acoplamiento en el bucle del beta-match es muy fácil y, como era de esperar, porque los ramales están a muy poca altura sobre el suelo, las resonancias previstas, especialmente en 28 MHz, son demasiado bajas. Pero ello no es más que una confirmación de que todo está en orden. Lo mismo sucede, y por las mismas razones, respecto a la impedancia de la antena, que se sitúa en torno a 15 Ω en 10 m, y 25 a 30 Ω en 15 y 20 m a causa de la perturbación resultante de la proximidad del suelo.

Unas palabras sobre el sistema de adaptación utilizado (beta-match), que no es corriente. La antena queda adaptada a la línea por la presencia de este circuito resonante en paralelo, en el que la resistencia de la antena aparece en serie con la capacitancia. La impedancia del circuito varía en sentido inverso a la resisten-

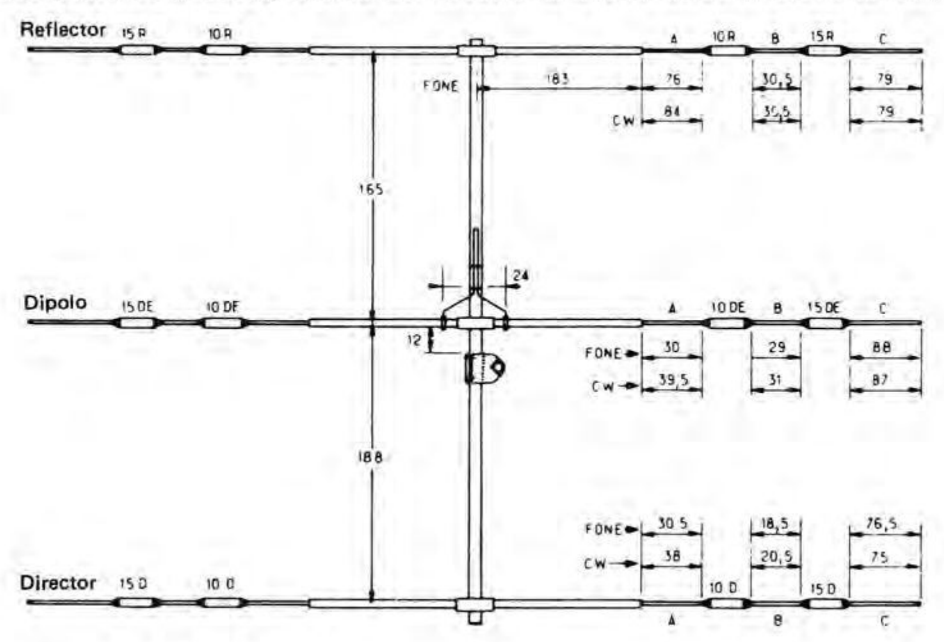


Figura 6.144.

cia en serie de la antena y, por ello, una resistencia propia muy baja en el centro puede traducirse en una impedancia elevada en los bordes del circuito. La longitud del beta-match es, por ello, crítica, y sus características se definen en función de la impedancia de la línea a utilizar (aquí, 52 Ω). En cuanto a la capacitancia, resulta de una ligera reducción de longitud del dipolo.

Hemos subrayado que la antena es rigurosamente simétrica. Como la alimentación se hace por cable coaxial de 52 Ω, nos ha parecido de perfecto rigor completar el conjunto con un balun de banda ancha y hemos elegido un BN 86 de toro de ferrita, cuyas pérdidas de inserción son despreciables y que se fija no lejos del centro del ramal activo por dos collares solidarios del boom. Una sola precaución: cuidar de que las conexiones entre los bornes de salida y los collares del dipolo no pasen de unos 10 cm y reducir al mismo tiempo la longitud de las secciones A del dipolo en 4 cm (que quedan en 26 cm, o 35 cm en CW) esto con objeto de conservar la mejor relación adelante-atrás. El empalme del cable se realiza mediante una clavija PL 259, que se hará estanca por medio de una capa de grasa de silicona. Una indicación más: el balun no se acomoda al empleo de ningún acoplador de antena, o caja de sintonización, o "trans-mach" de cualquier clase, pues fuera de la resonancia pueden surgir accidentalmente tensiones elevadas y causar su destrucción.

Conclusión

Esta antena da los resultados anunciados, tanto en adaptación como en ganancia y directividad, en la medida en que se sitúe a una semionda sobre el suelo para la gama más baja (20 m). No se deberá montarla a menos de 10 a 12 m para obtener las prestaciones esperadas.

La antena triangular "Delta-Loop"

Esta antena, de forma inhabitual, está basada en el principio de que un bucle de onda entera puede tomar todas las formas: ya conocemos el dipolo plegado ("folde dipole"), la antena circular ("ring dipole"), el cuadro ("cubical quad"). ¿Por qué no un bucle triangular que descansara sobre uno de sus vértices? Esta disposición no deja de tener algún interés.

1.º todo el cuadro, realizado de tubo rígido, puede descansar sobre el boom por su punta y presenta así una excelente robustez mecánica,

2.º la antena se puede realizar "todo a masa" con ataque por un gamma-match y alimentación por un cable coaxial de 50 ó 75 Ω,

3.º se puede idear y realizar muy fácilmente una antena de dos o tres elementos separados 0,2 λ. Los resultados son comparables, a igual número de elementos, a los de la Cubical Quad, con una banda pasante más ancha, lo que permite alcanzar un ROS de 1,2/1 en los extremos de la banda de 10 m con una antena que resuene en el centro de la banda; ello es bastante sorprendente

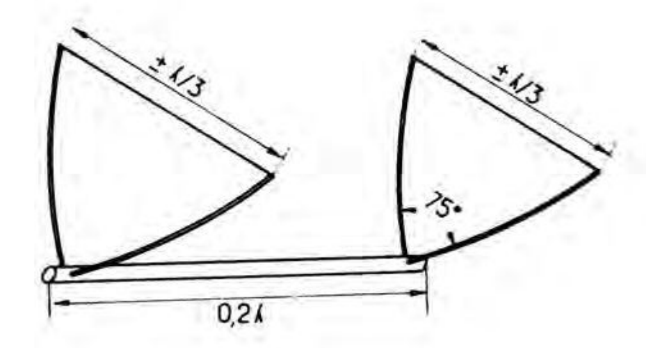


Figura 6.145.

(Fig. 6-145). Los numerosos ensayos efectuados han conducido a realizar elementos en forma de triángulo equilátero cuyo perímetro total mide 306/F (F en MHz) para el radiador, 298,5/F para el director y 314/F para el reflector.

En la práctica, los lados están realizados por dos tubos oblícuos que forman un ángulo de 75°. El tercer lado, en la parte superior, es de alambre de igual longitud que los tubos y por ello está firmemente tensado, ya que aquéllos se encuentran obligados por un ángulo superior a 60°. Para sintonizar cada cuadro basta, por consiguiente, actuar sobre la longitud de la parte de hilo sin retocar la longitud de los tubos.

Como todas las antenas-cuadro, la Delta-Loop es poco influida por el suelo. La puesta a punto se puede efectuar a sólo dos o tres metros de altura: una vez la antena en su lugar, no cambiará prácticamente el reglaje.

Los tubos empleados, que no tienen que soportar ningún esfuerzo, son de duralinox delgado de 20 × 18, prolongados por tubo de 18 × 16 en los extremos. El hilo esmaltado de 15/10 mm está fijado por medio de collares de agua de pequeño diámetro. Un tubo de 36 × 32 sirve de boom. El gamma-match, que realiza al mismo tiempo el paso simétrico a disimétrico, es de 10 × 8, mantenido a 6 cm de un lado por regletas de plástico y un cortocircuito corredero para la puesta a punto (Fig. 6.146). Su reglaje se hará interponiendo en serie un condensador variable de 100 pF y ajustando la longitud del gamma-match para un ROS lo más reducido posible. Después de ello, hemos encontrado cómodo sustituir el condensador variable por una combinación de condensadores de mica en paralelo que resuelve todos los problemas de estanqueidad. La funda del cable coaxial se unirá firmemente al boom por un collar.

Aunque de respetables dimensiones en 14 MHz, la antena Delta-Loop es perfectamente realizable con dos y con tres elementos en 21 y 28 MHz y en 144 MHz. Presenta una relación adelante-atrás de 25 dB, un excelente comportamiento mecánico y unos lóbulos laterales realmente reducidos, cualidades todas muy apreciadas en el tráfico aficionado.



Figura 6.146.

Realización práctica de una antena Delta-Loop de dos elementos (21-28 MHz)

El travesaño central es un tubo de duralinox de 36 mm de diámetro en el que son practicados (y esta es la esencial dificultad práctica) dos agujeros opuestos de 20 mm de diámetro, decalados de otros dos agujeros idénticos practicados a 75° de los primeros (Figura 6.147). Se ha de realizar el mismo trabajo en los mismos planos en los dos extremos del boom. Los dos lados de los triángulos están constituidos por tubos de duralinox de 20 mm, cortados a la longitud requerida, y la base es de alambre de cobre desnudo o esmaltado, de 15 a 20/10 de mm. Los tubos se encajan forzados a 75° uno de otro. La parte de alambre está provista en sus extremos de collares de agua y se encuentra tensada a causa de ser los otros dos lados algo más largos por construcción, quedando los tubos un poco curvos, lo cual da un aspecto muy agradable a cada cuadro.

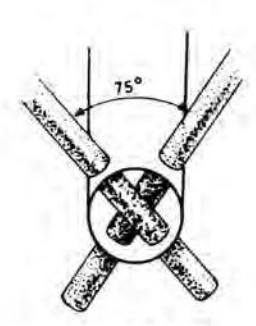


Figura 6.147.

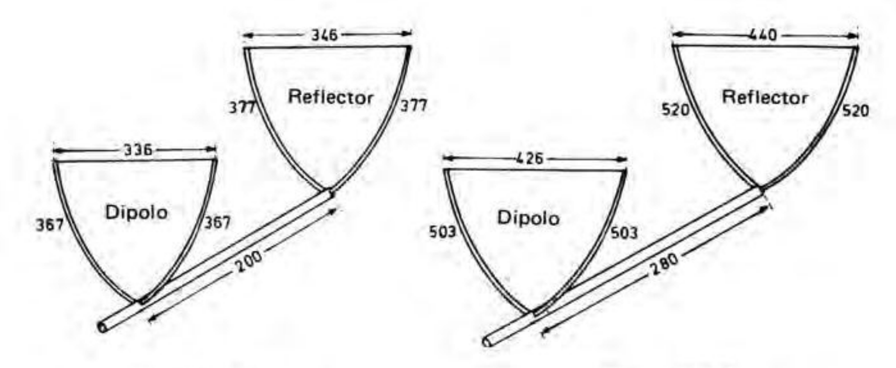


Figura 6.148. Figura 6.149.

Las Figuras 6.148 y 149, que son idénticas, indican respectivamente, en cm, las dimensiones a dar a los elementos de una antena de 28 MHz (resonancia 28,5 MHz) y de una antena de 21 MHz (resonancia 21,2 MHz). No hay por qué extenderse más sobre el tema de la geometría de la antena, pero sí hablar de su alimentación. Esta se efectúa a nivel del boom, a la altura del cuadro radiante, por medio de un sistema de adaptación exactamente similar al de la antena Yagi de dos elementos, de 21 MHz. El ramal del sistema gamma-match puede situarse, por razones de conveniencia, igualmente en el exterior que en el interior del cuadro; lo esencial es que la trenaza del cable vaya directamente a una armadura del condensador. Para la banda de 28 MHz, la única diferencia es que la longitud de la barra del gamma-match será de 68 cm (Figs. 6.150 y 151).



Figura 6.150.

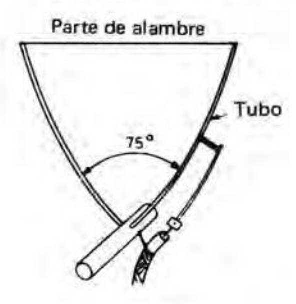


Figura 6.151.

Puesta a punto y reglajes

Se procesará como ya se ha dicho anteriormente, esto es: empleando un emisor de baja potencia (algunos vatios) y un ROS-metro situado a nivel de la antena, con ésta levantada 2 m sobre el suelo, Ha de observarse que, al no ser paralelos al suelo los elementos activos tubulares, la influencia de aquél es prácticamente despreciable en este tipo de antena.

Se ajustará a la vez la longitud efectiva del gamma y el valor del condensador variable para el mínimo de energía reflejada. Se puede actuar fácilmente sobre la longitud de los cuadros en más o en menos, alargando o acortando algunos centímetros la longitud de la parte de hilo. La mejor longitud del reflector puede ser, a voluntad, la que dé la mayor ganancia hacia adelante, controlada con el medidor de campo, o la mayor atenuación hacia atrás, lo cual no es lo mismo. La adaptación debe ser rigurosa en la frecuencia de resonancia elegida. El ROS medido en distintas antenas perfectamente realizadas no es nunca, en extremo de banda, superior a 1,2/1, lo cual es muy notable.

Conclusión

Se podrían concebir otras antenas basadas en este nuevo principio. En la Figura 6.152 se propone un antena Delta-Loop (21 MHz) de tres elementos con poca separación, que presenta una relación adelante/atrás de 25 dB, calculada a partir de las fórmulas siguientes, que dan, en cm, el perímetro de cada bucle partiendo de la frecuencia de resonancia:

$$\text{Reflector} = \frac{31.400}{F}$$

$$\text{Reflector} = \frac{30.500}{F}$$

$$\text{Reflector} = \frac{29.700}{F}$$

Los demás valores no cambian en lo que respecta al gamma-match y al diámetro del boom, cuya longitud se lleva a 3,30 m, lo que permite una separación respectiva de 0,15 y 0,10 λ.

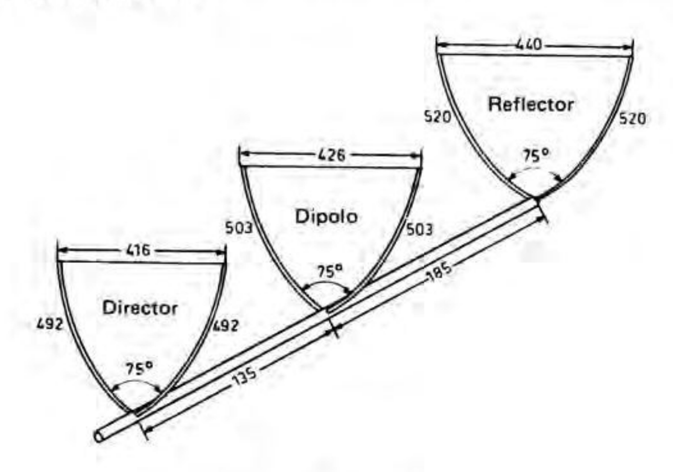


Figura 6.152.

Para terminar, quisiéramos sugerir, haciendo nosotros los ensayos, una tal antena para la banda de 144 MHz, que podría tener un número de elementos más importante con una ocupación de espacio enteramente admisible.

La antena "GIZA"

Este aéreo no es de origen profesional ni de procedencia comercial y por ello es inútil esperar que encontremos un ejemplar en el comercio. Por el contrario, ha salido directamente del espíritu inventivo de un radioaficionado (2GNC). Referencia "Ham-Radio".

En su origen, se trata de la antena Delta-Loop constituida por dos triángulos paralelos, perpendiculares al suelo y aislados entre sí, siendo los seis puntos de apoyo de los vértices una cruceta en la base cuyos brazos miden sensiblemente $\lambda/3$ y un travesaño en la cúspide, de longitud aproximada $\lambda/8$. La idea maestra del autor, teniendo en cuenta el potencial HF idéntico en la cúspide de los dos triángulos, ha sido unirlos, haciendo oblícuos los dos planos, mutuamente y respecto al suelo, lo cual no ha planteado ningún problema importante. El primer resultado es una simplificación del soporte por supresión total del travesaño de la cúspide, resultando una mayor rigidez del conjunto y una sensible reducción de peso y de presa en el viento (Fig. 6.154). El aéreo parece así una pirámide que recuerda las de Egipto, de las que la más alta es la de Gizeh, y de ahí el nombre de Giza, que corresponde bien a su originalidad. Pero ¿y sus cualidades? Pues bien: la relación adelante-atrás sigue siendo la misma, su sintonización es igual de fácil y la ganancia no ha variado. En definitiva, pues, se ha ganado.

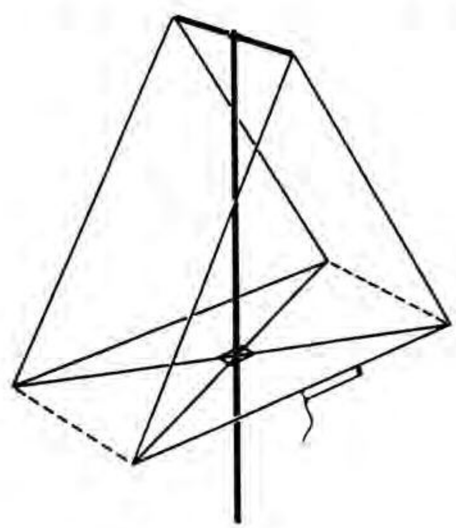


Figura 6.153. *Delta-Loop clásica.*

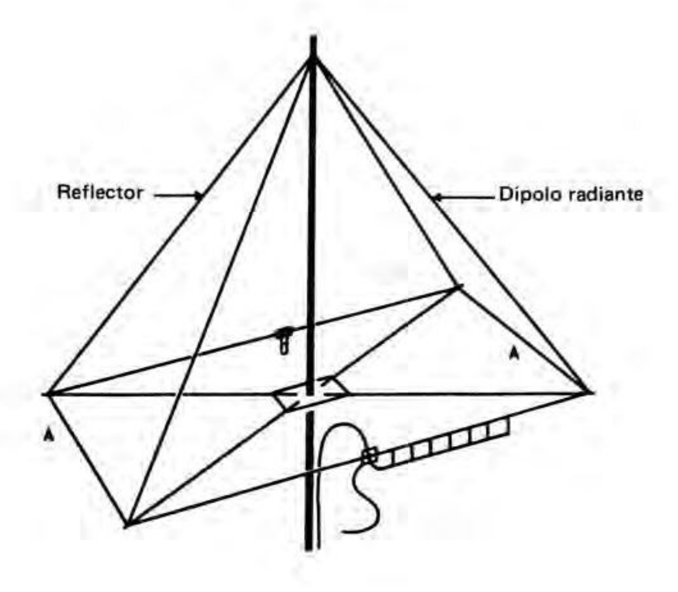


Figura 6.154. *La "Giza".*

Una "GIZA" 15 m

Se empezará por reunir el material para confeccionar la X del soporte inferior. Nosotros hemos encontrado prácticas las varas de madera torneada, sin nudos, que se encuentran en los almacenes de bricolaje de los supermercados, en particular. Tendrá cada una 2,45 m de longitud y 12 a 15 mm de diámetro. Si no se puede encontrar esta longitud, siempre es posible empalmar, extremo contra extremo, dos secciones con un manguito de plástico o metálico para obtener la longitud deseada. La placa de ensamblaje es un trozo de Leucoflex, fácil de trabajar, de 20 × 15 cm y unos 20 mm de espesor. Esta placa se perfora en el centro con un agujero de diámetro sensiblemente superior al del tubo que sirve de soporte central (duraluminio de 32 mm de diámetro) que deberá deslizarse en éste para situarse y constituir el centro de la base de la pirámide, constituyendo las cuatro barras de madera las diagonales de un rectángulo. La fijación se realiza por abrazaderas en forma de U (Fig. 6.155) cuyos extremos roscados atraviesan el bloque de ensamblaje aislante y se aprietan sólidamente por tuercas. La separación (A) entre los extremos más próximos se determina con una cuerda de nylon de 1,85 m.

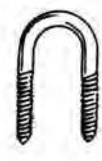


Figura 6.155. *Fijador de abrazadera en U.*

Los dos cuadros están constituidos por 14,40 metros de hilo bajo forro termoplástico, de 12 a 15/10 mm, que tiene la ventaja de no enredarse fácilmente, pero también se puede optar por hilo desnudo o esmaltado del mismo diámetro. Se soldarán juntos los dos extremos de cada hilo para formar dos bucles que se situarán en el armazón como se muestra en la Figura 6.154, es decir, apoyados en los brazos de la cruceta central con interposición de una polea, que ha de ser aislante, pues en este lugar de los bucles las tensiones son elevadas y el funcionamiento sería perturbado en tiempo de lluvia o nieve. Queda ahora encontrar el vértice común a los dos triángulos, que se situará en algún sitio sobre el tubo central a unos 3,80 metros por encima de la base. Se hará con un gancho metálico a cada lado del mástil.

El cuadro reflector se abrirá en el centro de su base para insertar un "stub", trozo de línea de 50 cm constituido por dos hilos paralelos que salen de ambos lados de una pequeña placa aislante. Este añadido permite alargar el reflector y ajustar con gran precisión su resonancia por el deslizamiento, antes de soldarlo, de un cortocircuito provisionalmente móvil, constituido por un simple trozo de hilo desnudo (Fig. 6.156).

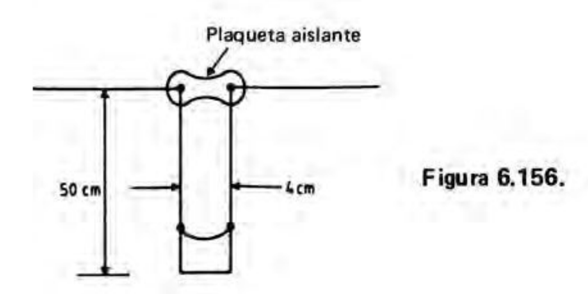


Figura 6.156.

En cuanto a la base del otro cuadro, se empezará también por determinar su centro con precisión. A este punto llegará el forro del cable coaxial de alimentación y aquí comienza el sistema adaptador y simetrizador gamma-match, constituido por 80 cm de hilo idéntico al del cuadro (12 a 15/10 mm) y desnudo, mantenido separado y paralelo a 3 cm del de la antena por plaquetas de materia plástica con agujeros de 15/10 mm para el paso de los dos hilos (Fig. 6-157). Un cortocircuito, provisionalmente móvil, permitirá fijar su longitud adecuada en el momento del reglaje. Podrá ser un simple trozo de hilo desnudo, curvado en sus extremos, que se hará deslizar con un instrumento aislante.

Un sistema de adaptación en gamma-match, para compensar la reactancia del bucle que forma, debe ser atacado por un cable coaxial a través de una capacidad de valor predeterminado mediante un condensador variable, que de ningún modo ha de quedar allí después de la puesta a punto, a causa de la intemperie. Es fácil y económico sustituirlo entonces por un ramal de cable coaxial que

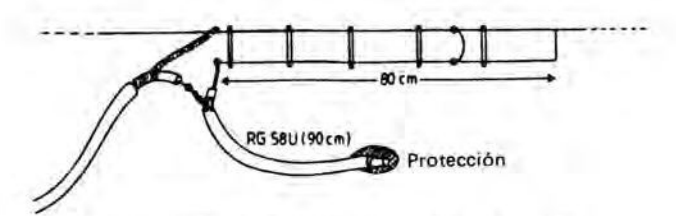


Figura 6.157. *El "gamma-match" de adaptación.*

interviene como condensador ajustable cuya capacidad por metro está dada por sus características (en genral 60 a 100 pF por metro, según el diámetro). El conductor central se suelda al hilo del gamma y el forro se une al alma del cable de alimentación cuyo forro se suelda con mucha precisión al centro de la parte de hilo del cuadro, como se muestra en la Figura 6.157. Se cuidará de que el extremo libre del ramal de cable coaxial esté limpiamente cortado, y para evitar cualquier cortocircuito se cortarán algunos milímetros del forro exterior y se impregnará el todo con Araldite para asegurar su estabilidad mecánica y estanqueidad frente a la humedad. A título indicativo, la capacidad necesaria es de 80 pF, que corresponde a una longitud de cable de 90 cm RG58U/KX15 ó 120 cm en RG59U/KX6A, u 80 cm en KX4, pudiendo todos soportar las potencias puestas en juego habitualmente.

Puesta a punto

Actuando sobre el cortocircuito móvil del "stub" del reflector, se determinará la mejor relación adelante-atrás. Seguidamente, con el cortocircuito móvil del gamma-match, se buscará la proporción más baja de ondas estacionarias. Se mejorará esta lectura recortando poco a poco pequeños trozos del cable que sirve de capacidad en serie. Se repetirá la regulación del cortocircuito, después la del cable, etc. Actuando alternadamente sobre uno y otro, se llega muy fácilmente a un TOS próximo a la unidad. Sólo entonces se tomarán todas las precauciones para proteger el extremo libre del cable de los cortocircuitos y de la humedad. Se hará una última comprobación de la relación adelante-atrás y se podrán soldar en sus sitios las dos correderas que han servido para la puesta a punto del "stub" y de la longitud del gamma-match. Una última precaución: fijar el mástil central a la placa aislante que sostiene la cruceta del armazón, por unas pequeñas escuadras a ambos lados, lo cual es suficiente para dar una buena rigidez mecánica al conjunto.

Conclusión

Se observará que el conjunto es muy ligero (menos de 4 kg) y que la antena se puede plegar y desmontar fácilmente, lo que resulta muy indicado para su uso como portátil, con una excelente relación adelante-atrás y una importante atenuación hacia los lados. En cuanto al costo, no tiene competencia.

Antena "Beam F8DR"

Debemos esta exposición al Sr. Guy du Bourg de Bozas (F8DR), ingeniero I.E.G., creador de la mayoría de los radiogómetros adoptados por la Radiotelegrafía Militar, las Fuerzas Armadas Aéreas y la Aviación Civil francesas.

Historia del principio "reflector pilotado"

Hay que alejarse mucho en el tiempo para encontrar las primeras realizaciones de campos interferentes debidos a reflectores "pilotados".

El autor de este estudio había puesto a punto antes de 1939, para uso de la Radio Militar, antenas en H que servían para la radiogoniometría.

En efecto, si consideramos dos dipolos verticales separados menos de media longitud de onda, mutuamente acoplados en oposición de fase por un enlace bifilar cruzado y alimentados simétricamente por el centro de este enlace, obtenemos, tanto en recepción como en emisión, un diagrama de radiación cuya figura, vista en el plano horizontal en coordenadas polares, se aproxima a la de dos círculos tangentes iguales (Fig. 6.158).

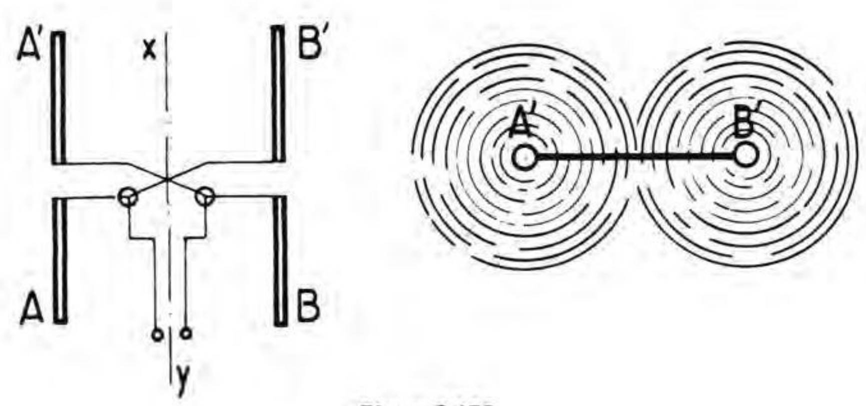


Figura 6.158.

Si "acostamos" esta antena en H sobre el plano horizontal, la radiación obtenida sigue con el mismo ritmo, pero ahora con una polarización horizontal a la salida.

Si se hace disimétrica la alimentación de ambos dipolos, uno respecto al otro, conectándola, no en el centro del enlace cruzado sino directamente en los bornes de uno de los dipolos, se obtiene, por el desfase de la alimentación entre estos dos dipolos, una disimetría de la radiación, y así la antena se vuelve unidireccional.

El dipolo alimentado directamente por el cable que lleva la energía se convierte en el elemento radiador y el dipolo alimentado por medio del enlace bifiliar cruzado se convierte en el elemento reflector "pilotado". Un pequeño alargamiento del elemento reflector permite acentuar la directividad de la antena.

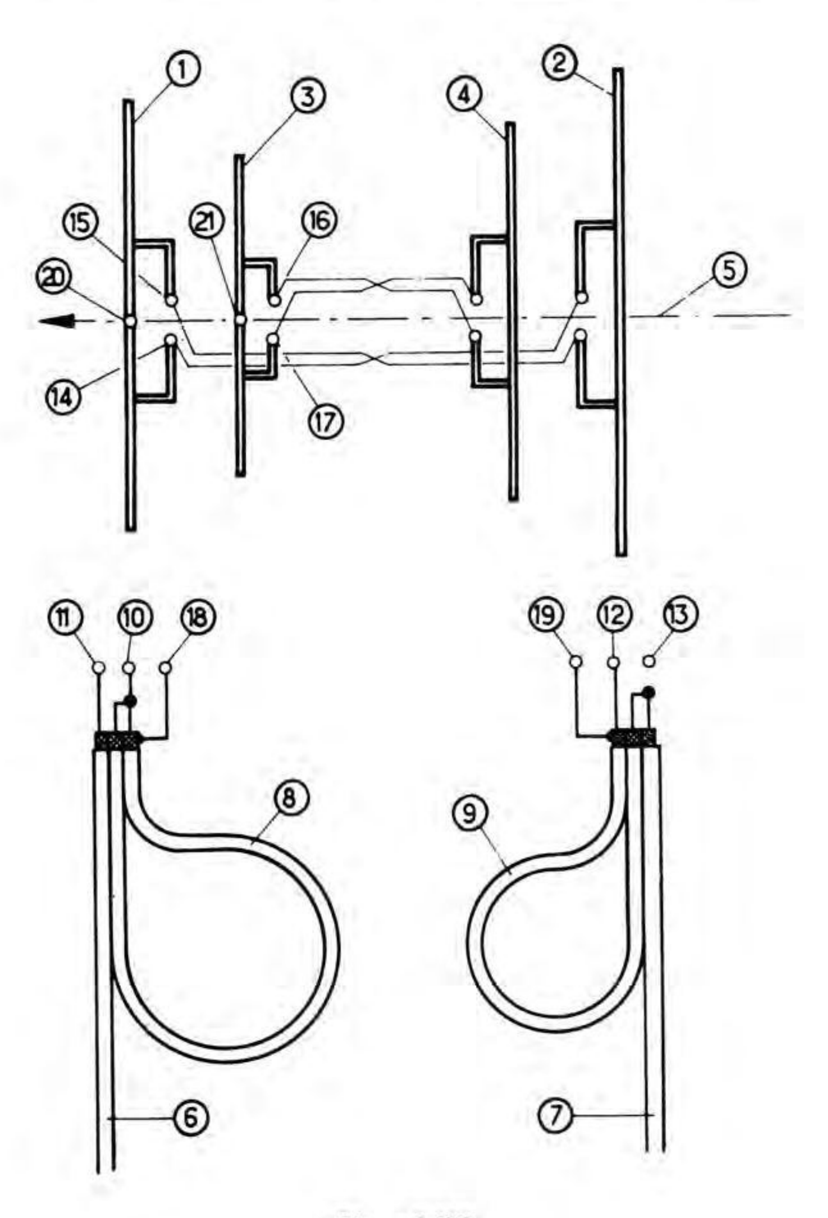


Figura 6.159.

Analogía de funcionamiento

Para dar una imagen, en grandes líneas, del principio de funcionamiento de un reflector "pilotado", podemos hacer una analogía con una pelota de tenis. En efecto, un solo jugador puede entretenerse en lanzar la pelota contra una pared que se la devuelve: tenemos una reacción simple de reflexión, que podemos comparar al papel desempeñado por un reflector "parásito" (a masa del boom). Si en lugar de la pared ponemos un segundo jugador que devuelve la pelota con su raqueta, la pelota vuelve con más fuerza hacia el primer jugador: ahora tenemos una reacción reforzada. Este es el resultado que se obtiene con un reflector pilotado.

Sin embargo, para que el sistema funcione correctamente es necesario obtener un desfase óptimo entre el reflector y el radiador.

Realización técnica de este principio

Teniendo la mayoría de las estaciones emisoras y receptoras respectivamente una salida y una entrada de 50 Ω de impedancia, la presente realización se ha hecho para dicha impedancia.

Según la Figura 6.159, los elementos 1 (radiador) y 2 (reflector) componen la primera antena para la banda de 20 metros; los elementos 3 (radiador) y 4 (reflector) componen la segunda antena para la banda de 15 metros. Estas dos antenas se fijan en el mismo boom 5. Cada antena es alimentada por un trozo de coaxial 6 y 7. Estos dos cables se conectan, en paralelo entre sí, a una sola bajada coaxial de 50 Ω.

Estos dos trozos de coaxial se acoplan, cada uno en su parte superior a un balun 8 y 9, los cuales desempeñan la función de simetrizadores de la alimentación cuadruplicando la impendancia de ataque de la antena (unos 200 Ω).

Estos balunes están compuestos de una longitud de coaxial de 50 ohmios, igual a una semilongitud de onda (frecuencia de resonancia de la antena correspondiente), teniendo en cuenta el coeficiente de propagación en este cable, arrollado sobre sí mismo formando un pequeño toro zunchado sobre el boom, como ya se ha expuesto en otro lugar.

Los dos extremos simétricos, 10 y 11 para la antena de 20 metros, 12 y 13 para la antena de 15 metros, se empalman respectivamente en los puntos 14 y 15 de la primera y 16 y 17 de la segunda.

En cada uno de estos puntos se empalma también una rama de T. match que permite ir a atacar la antena en un punto de 200 Ω de impedancia.

Para obtener un buen reparto de potenciales es necesario conectar la masa (forro) 18 y 19 de los coaxiales al centro mecánico 20 y 21 de cada uno de los elementos radiadores correspondientes.

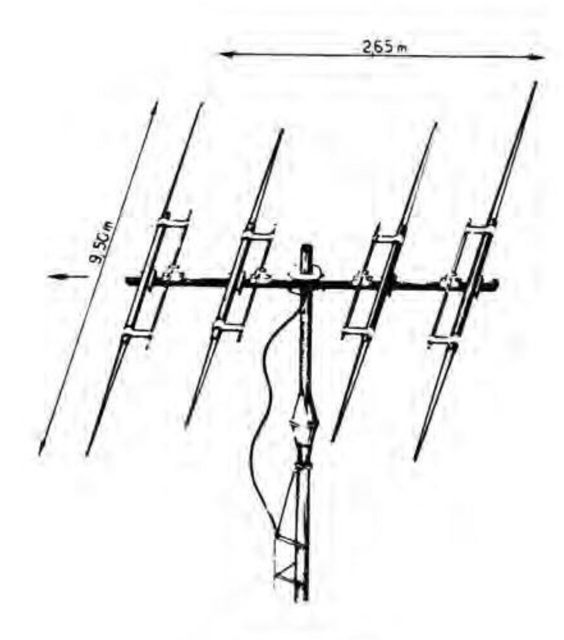


Figura 6.160.

Se observará en la figura que los dos elementos de una misma antena están conectados entre sí por un enlace bifilar cruzado. La Figura 6.160 representa la antena en su lugar.

La ganancia de esta antena, comparada con la de un dipolo, sobrepasa los 10 dB.

Presenta las siguientes ventajas:

a) Tipo "todo a masa" (todos los elementos están puestos a la masa del boom).

b) Reducidas dimensiones, ya que el boom sólo tiene 2,65 m de longitud.

c) Insensibilidad a la intemperie (humedad), pues no tiene trampillas.

d) Gran resistencia a los elementos atmosféricos gracias a su constitución mecánica.

Los aéreos T.E.T.

Se trata de una producción de la firma "Tanagushi Engineering Traders que aplica principios conocidos, establecidos por un aficionado suizo, Sr. Baumgartner (HB9CV), puestos en práctica en muchos sistemas de aéreos y que se encuentran también en KLM en su KT34XA y por VK2AOU.

En la larga lista del catálogo hemos señalado un cierto número de antenas multibandas y multielementos que nos parece que se dirigen más especialmente al aficionado medio teniendo en cuenta su ocupación de espacio, peso y precio.

Hemos anotado, en 3 elementos, la HB33M y la HB33SP, que es el "summum" de la sencillez; en 4 elementos, las HB34D y HB43SP y en 5 elementos, las HB35C y 35T, idénticas a la VK2AOU en otra fabricación.

Pasemos revista en detalle a dos de estos aéreos.

La antena HB33SP

Es de tres elementos, prevista para funcionamiento en banda ancha de 10, 15 y 20 metros. Tiene, como antes hemos dicho, dos elementos que llamaremos "alimentados": el radiador Ra y el reflector Ref, a los que hay que añadir un ramal parásito delantero, el director Dir.

El conjunto resuena en las tres bandas mencionadas, mediante trampillas sintonizadas, de alto coeficiente de sobretensión, lo que se traduce en gran eficacia, elevada potencia admisible y proporción de ondas estacionarias satisfactoria, si no en el conjunto de las tres bandas, al menos en la mayor parte.

Volviendo al sistema de alimentación, que es enteramente original, diremos simplemente que en una antena Yagi convencional, el acoplamiento entre el dipolo radiante y el reflector es electromagnético. Para entrar en oscilación, el reflector debe ser más largo que el dipolo. La componente es entonces inductiva y la ganancia hacia adelante es mayor y hacia atrás está frenada. Si el ramal parásito es más corto, sucede lo inverso: actúa como director y contribuye también a aumentar la ganancia hacia adelante. Pero en ambos casos se ha observado que este efecto directivo es débil, incluso si se combinan los dos efectos en una antena de tres elementos. En la antena T.E.T., como en otros varios sistemas de igual paternidad, los dos elementos traseros están acoplados por una línea cruzada y la alimentación se une en el centro del dipolo a través de un simetrizador.

La construcción queda simplificada porque todo el material se suministra taladrado y listo para emplearlo y no se necesita ningún material especial, salvo un destornillador, un metro y un fieltro marcador.

El travesaño central o Boom consiste en dos secciones de tubo de 2 m de largo ensambladas por un manguito y sólidamente empernadas (Fig. 6.161).

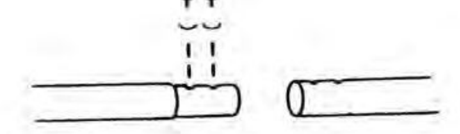


Figura 6.161. *Ensamblado del boom.*

Hay que marcar los distintos elementos, pero en esto también es todo de gran sencillez, pues cada ramal está identificado con "Dir", "Ra" o "Ref". Entonces se procede al ensamblado de cada sección, respetando las dimensiones de la Figura 6.162, que representa la antena terminada y en la que se encontrarán todos los valores críticos a observar.

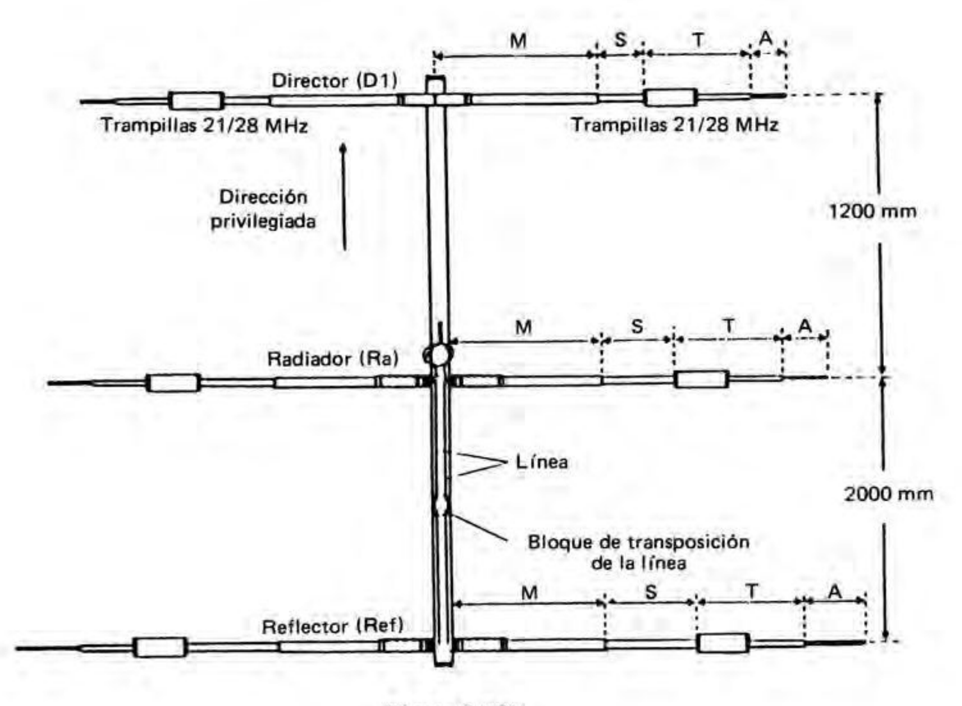


Figura 6.162.

El elemento director (D_1) está aislado de masa por bloques aislantes que descansan sobre una regleta de aluminio de 200 mm provista de collares en U para su fijación al boom (Fig. 6.163).

Las dimensiones a respetar para cada mitad del director son:

M = 1.950 mm, S = 475 mm.

T = 680 mm, A = 520 mm.

Lo cual da una longitud total del elemento, listo para ponerlo en su lugar, de 7.250 mm.

Los otros dos elementos necesitan un apoyo mecánico más robusto, porque están cortados en el centro. Por ello se utiliza una regleta de 800 mm y cuatro aisladores por elemento (Fig. 6.164a). Los dos semielementos de cada ramal

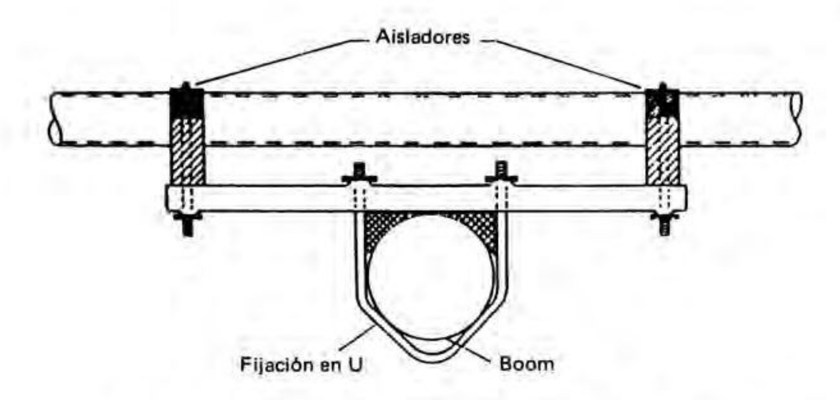


Figura 6.163. *Detalle de montaje del director y de su fijación al boom.*

llevan un tubo de 9 mm, de longitud variable, que atraviesa una caperuza aislante. Los dos tubos en cuestión se unen por una pequeña varilla aislante a la que llegan, como se muestra en la Figura 6.164b, los dos tubos de 9 mm de la línea de desfase que une Ref y Ra en sus centros. Muy exactamente en el centro de esta línea se inserta un pequeño bloque de transposición que permite atacar los dos elementos en oposición de fase. Esta transposición se obtiene por una X formada por dos láminas metálicas cruzadas a ambos lados de una plaqueta aislante que asegura su rigidez mecánica impidiendo al mismo tiempo cualquier cortocircuito eventual.

Las dimensiones a respetar para estos dos elementos son:

Radiador: M = 1.950 mm,

S = 675 mm, T = 685 mm,

A = 610 mm, o sea una longitud total de 7.640 mm.

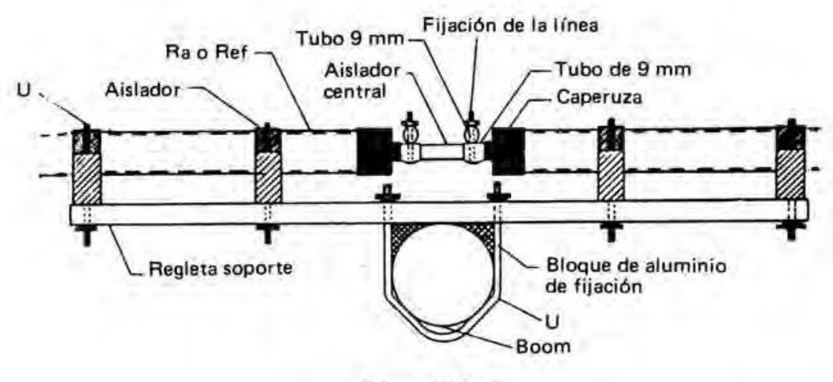


Figura 6.164a.

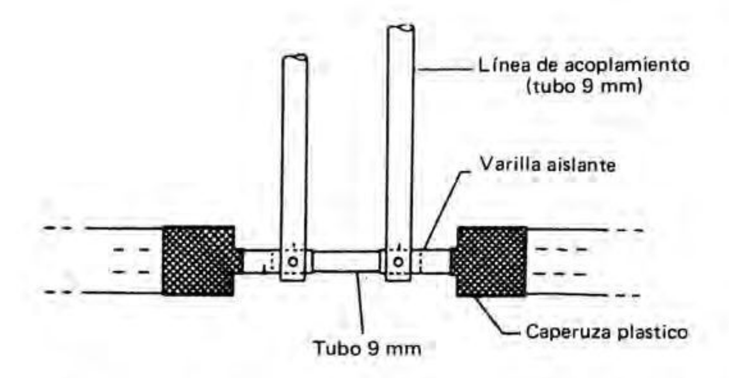


Figura 6.164b. *Detalle del montaje de los elementos Ra y Ref.*

Reflector: M = 1.950 mm,

S = 950 mm, T = 690 mm,

A = 650 mm, o sea una longitud total de 8.480 mm.

La alimentación se efectúa en el centro del ramal central Ra a través de un simetrizador de cable coaxial que también se suministra, listo para emplearlo. El trabajo restante es indispensable: conviene fijar sólidamente todos los elementos en el boom, cuidando muy especialmente de que todos los tubos estén rigurosamente en el mismo plano horizontal. Para simplificar este trabajo hemos adoptado una disposición práctica muy sencilla, que consiste en hincar en el suelo un tubo de 40 mm de diámetro bien vertical y de unos dos metros. Este tubo servirá de mástil para la puesta a punto mecánica del conjunto sin tener que adoptar posturas acrobáticas.

Por supuesto, esta posición baja no es válida para pruebas ni mediciones a causa de la proximidad e influencia del suelo. Nos ha parecido como mínimo unos 10 m la altura buena para la utilización y apreciación de las cualidades de esta antena. El empleo de un mástil telescópico basculante nos ha permitido efectuar las medidas, que rebajan las del constructor.

La ganancia se estima en 8 a 9 dB en 14 y 21 MHz y muy poco superior en 28 MHz, con una proporción de ondas estacionarias siempre inferior a 2/1 en las tres bandas.

La antena HB34D

Su descripción sigue muy de cerca a la precedente. Se trata de un aéreo de cuatro elementos y, por tanto, dos directores, que se presenta como se muestra en la Figura 6.165. En ella se ve, como antes, el sistema Ra-Ref, muy parecido y con diferencia de algunos centímetros del de tres elementos. No obstan-

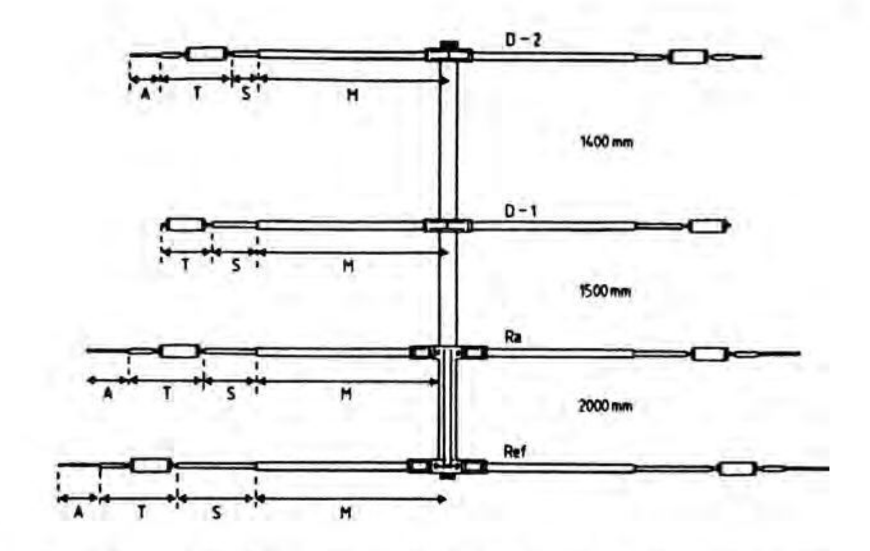


Figura 6.165. *Detalle de la disposición de la línea de acoplamiento Ra Ref.*

te, los dos ramales directores merecen una explicación. Por lo que se refiere a D_1, es de tipo corto y sólo funciona en 21 y 28 MHz. En efecto, siendo la longitud del boom de 5 m, no autoriza una separación suficiente. D_1 se encuentra a 1,50 m delante del ramal radiante, es decir, 0,1 λ en 15 m y 0,15 λ en 10 m, lo cual es perfectamente conforme. En cambio, en 20 m, esta separación es demasiado pequeña si se expresa en longitud de onda (0,075 λ). Por lo que respecta a D_2, el caso es muy distinto, ya que se sitúa a cerca de 3 m por delante del radiador (es decir, 0,15 λ en 20 m) y desempeña el papel de director único en 14 MHz y de segundo director en 21 y 28 MHz (0,1 y 0,15 λ respectivamente).

El ensamblado de los distintos tubos, que constituye el "kit" de montaje, es muy parecido al de la antena de tres elementos, con dimensiones algo diferentes, que resume la siguiente tabla.

Elemento	M	S	T	A
D_2	1 950	350	700	600
D_1	1 950	435	330	
Ra	1 950	675	685	580
Ref	1 950	950	690	630

Las mediciones que hemos podido realizar con la antena a 12 m sobre el suelo han dado los resultados que están resumidos en las Figuras 6.166a, b y c. Se observa en la banda de 14 MHz que el funcionamiento es muy bueno en el conjunto de la banda, pues un ROS de 2/1 se considera admisible, ya que sólo supone una pérdida de energía reflejada de un 10%, que es prácticamente insen-

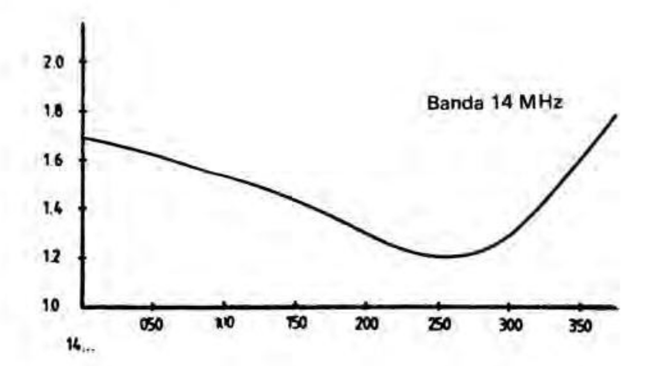


Figura 6.166a.

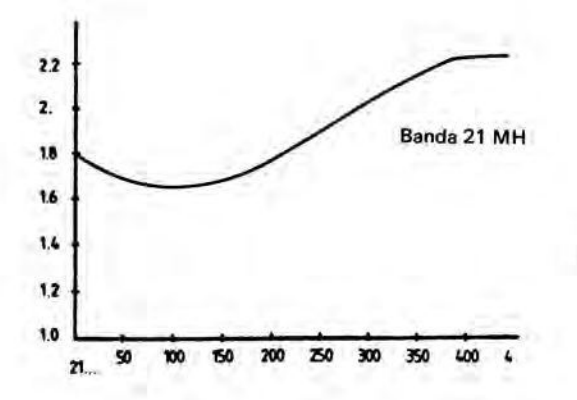


Figura 6.166b.

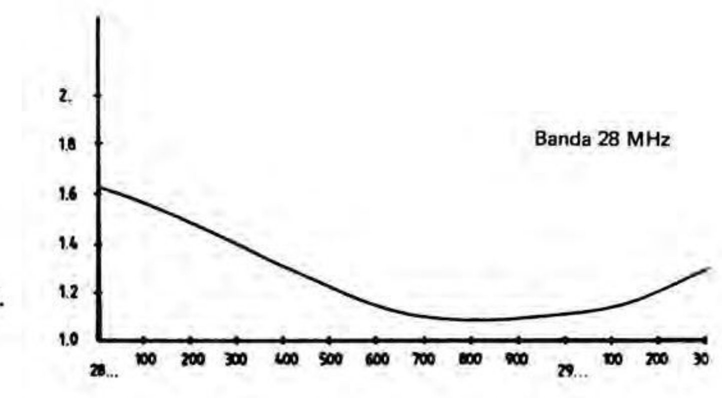


Figura 6.166c.

sible. Ahora bien, en los extremos de la banda no se llega a más de 1,7/1, la energía perdida es ya despreciable, pero en el centro de la banda, entre 14,150 y 14,300 MHz, estamos en 1,5/1 e incluso menos, es decir, la antena funciona en condiciones enteramente satisfactorias. En la banda de 21 MHz, los resultados son francamente menos buenos porque se pasa del 2/1 por encima de 21,3 MHz. En cambio, en 28 MHz, los resultados son conformes en el comienzo de la banda (entre 28 y 28,2 MHz, que corresponde a la parte destinada al tráfico en telegrafía) y del todo excelentes en la mayor parte de la banda dedicada al tráfico en telefonía, con una transferencia perfecta de energía entre 28,5 y 29,2 MHz, como si la antena se hubiera pensado más especialmente para los aficionados americanos que trafican por centenares en fonía en esta parte de la banda cuando la propagación está en buenas condiciones.

Modificaciones de una antena HB43SP

Este aéreo es también un sistema tribanda, que se parece a la antena precedente por el número de elementos, y a la HB33SP pero con un director suplementario, funcionando los cuatro elementos en las tres bandas, lo que proporciona una ganancia sensiblemente uniforme del orden de 10 dB.

Este modelo es susceptible de modificaciones muy sencillas para obtener una pequeña ganancia hacia adelante y sobre todo una gran mejora de la relación adelante-atrás.

La transformación, preconizada por TET USA (1309 Simson Way, Escandido CA 92025), debe ser conducida como sigue:

– Retirar todas las trampillas de la antena que están indicadas por REF, RA, D_1 y D_2, sin riesgo de confundirse. Hacer deslizar uno tras otro en cada trampilla la capucha de plástico negro y el cilindro metálico protector para alcanzar la parte bobinada, de la que se contará el número de vueltas con mucho cuidado antes de reducirlo de acuerdo con la tabla que sigue. Para hacer esto, se empieza

Número de vueltas			Penetración del tubo (mm)
D_2	A	25	88
D_2	B	39	132
D_1	A	25	88
D_1	B	39	132
RA	A	27	108
RA	B	41	132
REF	A	27	93
REF	B	41	147

por liberar de su fijación el extremo de la bobina y se desenrolla el número de vueltas necesario hasta obtener los valores de la tabla. Sólo resta cortar el exceso de hilo, haciendo un bucle terminal para la fijación del hilo y su nueva conexión.

Presentar cada trampilla así modificada delante de una fuente de luz. El material translúcido permite apreciar la penetración del tubo metálico en el interior del mandril aislante, permitiendo hacer variar las capacidades parásitas en paralelo sobre las bobinas de las trampillas, que son, recordémoslo, circuitos oscilantes que resuenan en 21 o en 28 MHz. La penetración del tubo en el interior de cada bobina es, por ello, crítica en ± 2 mm.

Las trampillas así modificadas serán prolongadas por partes tubulares de dimensiones algo diferentes, ya que la autoinductancia de las bobinas ha sido disminuida. Las nuevas dimensiones se encuentran en la tabla siguiente, con referencia a la Figura 6.167.

	Longitud de los elementos modificados (mm)			
	M	S	T	A
D_2	1 950	400	685	400
D_1	1 950	450	685	420
RA	1 950	675	685	570
REF	1 950	950	670	580

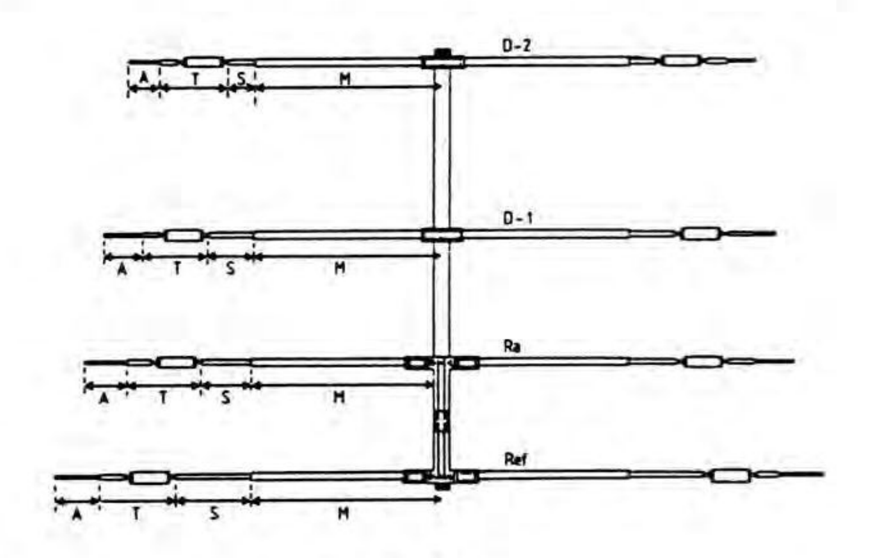


Figura 6.167.

Habrá que horadar de nuevo, una vez determinada la longitud exacta para restaurar la fijación por el tornillo original.

Cuando cada uno de los cuatro elementos haya sido repuesto en sus dimensiones sólo quedará levantar la antena, teniendo la precaución de comprobar que los orificios de evacuación de agua de las trampillas estén orientadas hacia abajo.

Después se pondrá el balun en su sitio en los bornes del elemento RA y se le fijará verticalmente con varias vueltas de cinta adhesiva de modo que quede lo más alejado posible del boom. Este trabajo sólo precisa un poco de tiempo y de cuidado, pero, según nos lo han confirmado varios usuarios americanos, la firma T.E.T. garantiza sus resultados.

La antena HB9 CV (versión 28 MHz)

Damos a continuación muy sucintamente la descripción de la antena, muy sencilla, iniciada por HB 9 CV y que goza de buen éxito a causa de su eficacia, obtenida con pocos gastos. Se ha centrado en 28,5 MHz, lo cual permite traficar indistintamente en telegrafía y en telefonía entre 28 y 29 MHz (Figura 6.168).

El travesaño que sostiene los dos elementos y que recibe el mástil es un tubo de aluminio de 32 mm de diámetro y 1,27 m de longitud, en cuyos extremos, formando una H de ramas bien paralelas, están soldados dos tubos de duraluminio de 28 mm de diámetro y 2 m de longitud, entallados en cada uno de sus extremos por un corte de sierra longitudinal de unos 5 cm de largo. Las ramas de la H se prolongan por cuatro tubos, también de dural, de 24 mm de diámetro y 1,50 y 1,70 m de largo respectivamente, introducidos de modo deslizable en la parte serrada de manera que las ramas, una vez terminadas, miden respectivamente 4,84 y 5,26 m. Esto es todo lo que se refiere a la antena. Queda la alimentación, que se realiza por medio de un gamma-match doble, constituido por hilo de cobre de 25/10 mm bajo forro termoplástico que se conecta a 66 cm del centro a la rama delantera y a 71 cm a la rama trasera. A este hilo se

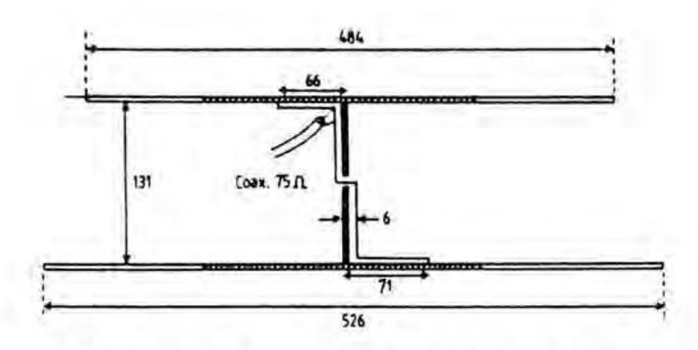


Figura 6.168. *La antena HB 9 CV, versión 28,5 MHz.*

le da forma a mano de modo que vaya paralelo a los elementos radiantes y después al boom, a una distancia de 6 cm, atravesando el boom en su centro por un orificio de 10 mm. El ataque se hace por un cable de 75 Ω (o 50 Ω) aplicado por el forro al centro del director y por el alma al codo más próximo del gamma-match. Cuatro collares de agua de diámetro apropiado permitirán, como se muestra en la Figura 6.169, bloquear en su sitio los elementos deslizantes una vez que se ha alcanzado la longitud fijada.

Si se respetan las dimensiones no hay puesta a punto y queda garantizado el funcionamiento con un ROS excelente, inferior a 1,5/1 en toda la banda de 28-29 MHz, y una ganancia de 7 a 8 dB con una relación adelante-atrás de 15 dB.

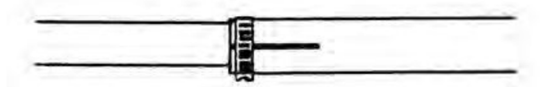


Figura 6.169. *Bloqueo del tubo deslizante.*

La antena logarítmica

Es una antena de elementos múltiples, alimentados todos en oposición de fase por una línea cruzada. Debe su nombre a que sus elementos tienen longitudes que aumentan en progresión geométrica y por ello esta antena puede funcionar en una extensa gama de frecuencias. Los elementos resuenan en frecuencias cada vez más bajas cuando se va desde el elemento más corto hacia el más largo. Si uno de los elementos entra en resonancia en una cierta frecuencia, los que le preceden hacen el oficio de directores y los que le siguen hacen el oficio de reflectores.

Cuando la frecuencia de resonancia interesa al elemento central, hay tantos directores como reflectores; para frecuencias superiores, el número de directores disminuye en beneficio del de reflectores; en las frecuencias más bajas ocurre lo contrario.

La distancia entre el elemento en resonancia y el que le precede (más corto) es algo inferior a un cuarto de onda correspondiente a la frecuencia de resonancia considerada, lo cual asegura, habida cuenta del cruce de los conductores de la línea de alimentación, una concordancia de fase entre la energía radiada por el elemento resonante y la del elemento director que le precede (o entre las energías captadas si se trata de una antena receptora) (Figura 6.170).

Para el elemento situado detrás del elemento resonante y que actúa como reflector, hay oposición de fase.

Esta antena tiene menor ganancia hacia adelante que una antena Yagi del mismo número de elementos, pues tiene menos directores, pero tiene una mejor relación de ganancias adelante-atrás porque tiene más reflectores (a menos que la resonancia tenga lugar en los últimos elementos).

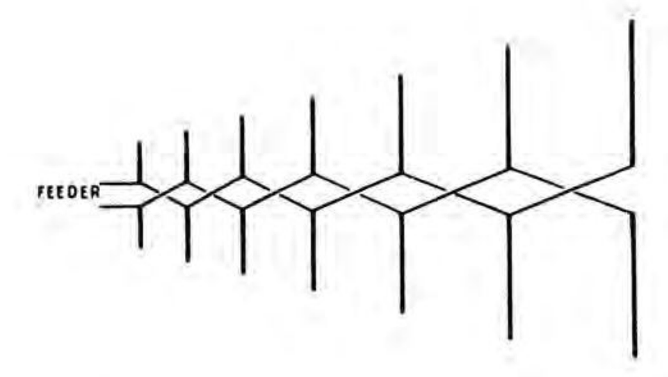


Figura 6.170. *La antena logarítmica tiene elementos cuya longitud aumenta de modo regular en progresión geométrica e igualmente el intervalo entre dos elementos consecutivos.*

La alimentación se efectúa por delante.

Los elementos pueden ser dipolos en V.

Damos la descripción de una antena destinada a la gama de televisión, banda IV. Tiene 20 elementos, cuyas longitudes y distancias se deducen unas de otras tomando como razón de las longitudes o distancias consecutivas el número 0,944, que es la razón de la progresión geométrica (o su inverso 1,06).

Este número puede ser cualquiera, inferior a 1. Si es demasiado pequeño, la antena es corta, tiene pocos elementos y su ganancia es baja. Si es demasiado próximo a 1 se necesita un número de elementos demasiado grande y las frecuencias de resonancia de varios elementos consecutivos son tan próximos que varios de ellos están prácticamente en resonancia al mismo tiempo y es difícil obtener una ancha banda de frecuencias, a menos que se den a la antena dimensiones exageradas.

N.º del elemento	Longitud del elemento en cm	Distancia entre este elemento y el siguiente en cm
1	12,5	4,2
2	13,25	4,46
3	14,05	4,73
4	14,9	5,02
5	15,8	5,32
6	16,75	5,64
7	17,75	5,88
8	18,8	6,24
9	19,9	6,6
10	21,1	7

N.º del elemento	Longitud del elemento en cm	Distancia entre este elemento y el siguiente en cm
11	22,4	7,43
12	23,8	7,88
13	25,2	8,35
14	26,7	8,85
15	28,4	9,37
16	30,5	9,93
17	31,9	10,52
18	33,8	11,18
19	35,8	
20		

Si r es la razón de la progresión, si la antena tiene n elementos y si se desea una relación k entre las frecuencias extremas, habrá que hacer.

$$r^{(n-1)} = k$$

Para una relación entre frecuencias extremas de 1/3 y una antena de veinte elementos, se tiene $r^{19} = 1/3$, de donde r = 0,944 y 1/r = 1,06.

Si se desea cubrir aproximadamente la gama de 400-1.200 MHz, se podrá elegir para 1.200 MHz aproximadamente, que corresponde a una longitud de onda de 25 cm, el elemento más pequeño, de 12,5 cm de longitud.

Multiplicando cada vez por 1,06, se obtendrán las longitudes de los otros 19 elementos. Lo mismo sucederá con las distancias entre elementos, que deben

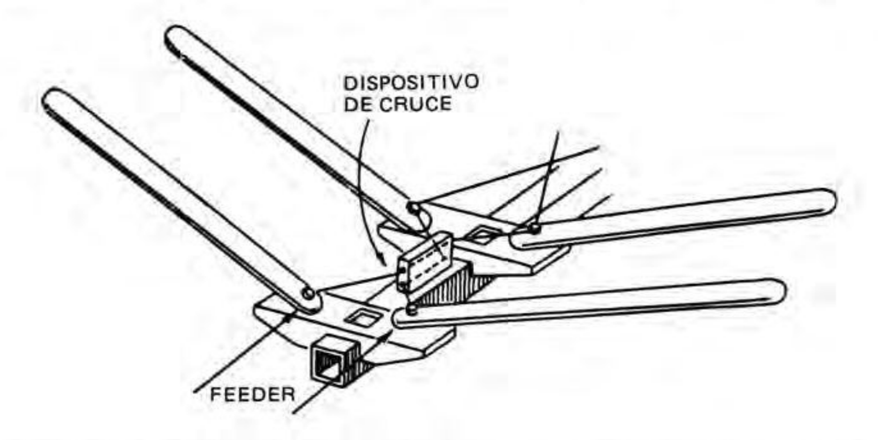


Figura 6.171. *Dispositivo de cruce de las conexiones de la antena T.V. construida en EE.UU. por Finco. Los elementos forman V.*

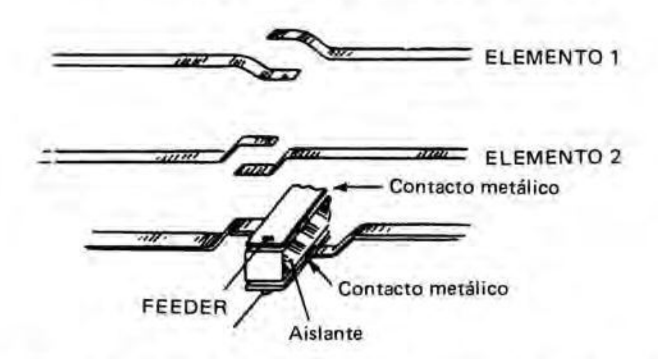


Figura 6.172. *Para asegurar el cruce de las conexiones se pueden emplear dos barras conductoras separadas por un aislante y unir de 2 en 2 a una misma barra los semielementos situados a un mismo lado del soporte, uniendo igualmente de 2 en 2 a la otra barra los semielementos situados al otro lado. El cruce queda así asegurado sin ningún hilo de conexión.*

ser próximas a 0,32 *l* para una correcta puesta en fase, *siendo l la longitud del elemento.* Teniendo el segundo elemento una longitud aproximada de 12,5 × 1,06 = = 13,25 cm, el intervalo entre los dos primeros elementos será próximo a

$$13{,}25 \times 0{,}32 = 4{,}2 \text{ cm.}$$

Se obtendrán los intervalos siguientes multiplicando por 1,06. La tabla anterior da las longitudes y distancias para la antena de veinte elementos estudiada.

Algunas antenas logarítmicas de O.C.

La antena logarítmica corrientemente utilizada en las redes profesionales o militares de comunicaciones es poco conocida por los radioaficionados. Existen varias razones de ello, de las que la primera es que, aparte de algunas firmas extranjeras, no se encuentra rastro de ella en ningún catálogo, publicación ésta que hace soñar y excita las imaginaciones. Y además, excepción hecha de las antenas previstas para las bandas de frecuencias elevadas, la antena logarítmica no es propiamente un aéreo de apartamento. Es indispensable disponer de un cierto espacio vital para pensar en el despliegue de un aéreo destinado a las bandas decamétricas.

Pero sus características, que consisten esencialmente en una elevada ganancia (8 a 12 dB) en una banda ancha que puede incluir hasta tres bandas de aficionado, merece que nos fijemos en ella. Por ello hemos creído interesante exponer un poco la teoría y principio, simplificando todo lo posible, y proponer algunas realizaciones prácticas, fácilmente reproducibles, de cálculo fácil y seductoras para aquéllos de nuestros lectores que dispongan de un emplazamiento suficiente, por ejemplo jardín, parque, campo.

Como puede verse en la Figura 6.173, el aéreo logarítmico está constituido por un número variable de dipolos paralelos y dispuestos en el mismo plano, cuyas longitudes y distancias varían regularmente en función de un factor "r" determinado a partir de la ganancia y de la banda pasante.

Estos dipolos son alimentados en oposición de fase por una línea cruzada, y el cable de alimentación se une al centro del elemento más corto, es decir, por delante, por intermedio de un simetrizador apropiado, eventualmente un transformador de impedancia, si es necesario.

Partiendo de la punta del triángulo (ficticio), los dipolos sucesivos resuenan en frecuencias cada vez más bajas, y cuando uno de ellos entra en resonancia en una frecuencia dada, los elementos más cortos desempeñan el papel de directores y los más largos el de reflectores.

A igual número de elementos, este aéreo presenta una ganancia ligeramente inferior a la de un Yagi por tener menos directores, pero su relación adelante-atrás es más favorable a causa del mayor número de reflectores (salvo para las frecuencias más bajas). En cambio, la proporción de ondas estacionarias es muy favorable en el conjunto de la banda cubierta (inferior a 2/1).

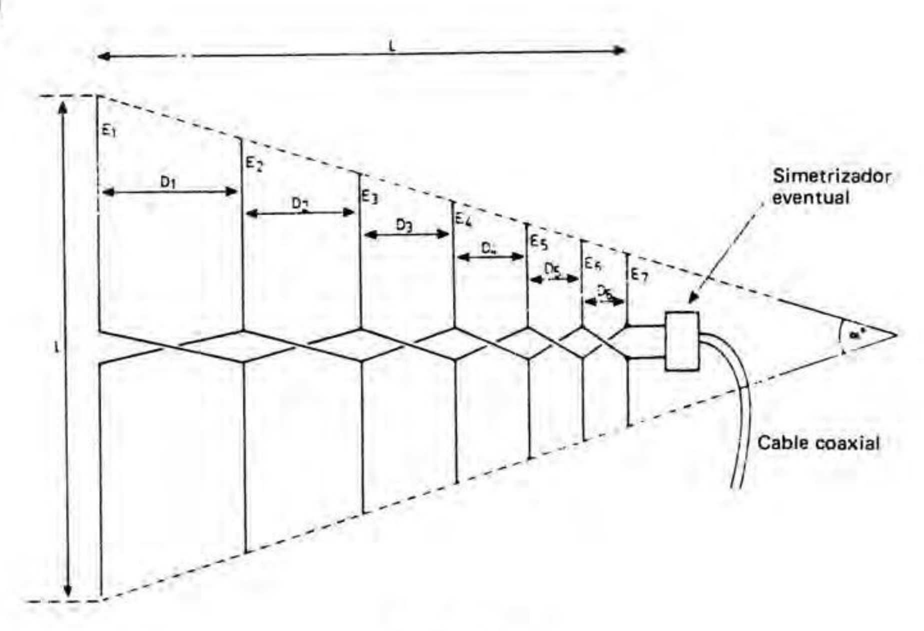


Figura 6.173.

En la práctica, se puede realizar sin dificultad una antena que responda a las necesidades del tráfico de una estación de radioaficionado y cuyas características serían las siguientes:

Relación entre las frecuencias extremas = 2 (7-14 ó 14-21-28 MHz).

ROS = 1,5/1 aproximadamente.

Ganancia = 8,5 a 10 dB.

Relación adelante-atrás = 14 a 21 dB (según frecuencias).

Hemos de añadir que, a condición de disponer de espacio suficiente, se puede considerar una relación de frecuencias de 3 (7-14-21 MHz) con idéntica ganancia, si se puede disponer de un espacio de 30 × 20 m, pero nada se opone a pensar en las posiblidades de una antena logarítmica reduciendo su destino a dos bandas (14-21 MHz) o incluso a una sola, que sería cubierta íntegramente sin esa punta marcada de resonancia que se deplora en los dipolos o en las antenas de tipo Yagi.

Veamos ahora cómo se aborda el cálculo y la realización de una tal antena en la que las frecuencias (F) así como las longitudes de los elementos (E) y sus distancias (D) están en la misma relación "r". Si F_2 es la frecuencia de resonancia del elemento de longitud E_2, situado a la distancia D_1 de E_1, podemos escribir que $F_1 = F_2 \times r$, $E_2 = E_1 \times r$ y $D_2 = D_1 \times r$.

Existe, naturalmente, un camino matemático riguroso que permite determinar el valor de los elementos de una tal antena, pero la experiencia demuestra

que el método simplificado que proponemos en las líneas que siguen da los mismos resultados, sin ir más allá de los conocimientos teóricos que cada cual tiene derecho a haber olvidado. Por lo demás y a partir del cálculo riguroso propuesto por el "Antenna Book" del ARRL y de diversos documentos igualmente indispensables, hemos podido confeccionar el diagrama de la Figura 6.174 que resuelve prácticamente todos los problemas planteados en el establecimiento de una antena logarítmica.

Este diagrama comprende tres ejes verticales A, B y C y permite determinar el factor "r" de un aéreo de longitud (B) y de banda pasante dada (C). Paralelamente, podemos conocer la ganancia y accesoriamente el ángulo en el centro α (eje A).

Se va a construir una antena de una octava (relación de las frecuencias extremas = 2). Según que la longitud que pueda dársele, por el sitio disponible sea 0,5 λ, 1 λ, 2 λ o 3 λ para la frecuencia más baja, la ganancia teórica será de 8,5 dB (r = 0,82), 9,5 dB (r = 0,91) o 12 dB (r = 0,965).

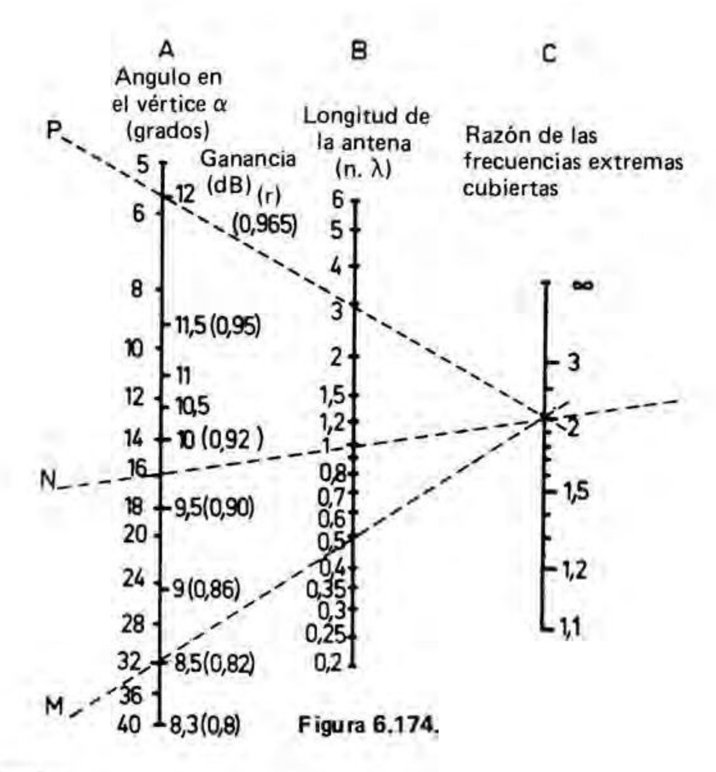


Figura 6.174.

Se observará:

1) que cuanto más corta sea la antena (y más abierto el ángulo virtual α en el vértice), más diferentes son las separaciones (D) y las longitudes (E) de los elementos y menor es la ganancia, e inversamente;

2) que cuanto más extendida sea la banda de frecuencia cubierta (a igual ganancia), más larga debe ser la antena, e inversamente.

Debiendo permitir el diagrama hallar la solución de problemas concretos, vamos a llevar a cabo el cálculo práctico de los elementos de una antena destinada a cubrir las bandas de 20, 15 y 10 m, o sean 14 a 29,7 MHz, en la que la relación de las frecuencias extremas es 2,12.

Este es un dato esencial, que haremos figurar en el eje C. Si disponemos de sitio suficiente, daremos a la antena una longitud total (distancia entre los dos elementos extremos) de unos 30 m, o sea 1,5 veces la longitud de onda más baja. Se marca entonces el punto 1,5 sobre el eje vertical B del diagrama y se traza una recta por los puntos señalados en B y C: la prolongación corta al eje A en el punto correspondiente a una ganancia de 11 dB e indica un factor "r" de 0,935 aproximadamente.

Este último es el dato más importante a retener ahora.

El elemento más largo E_1 puede ser considerado como el reflector de una antena cuyo elemento que le precede E_2 es sensiblemente resonante en la frecuencia más baja de la gama a cubrir. Se situará de 0,1 a 0,15 λ, según el caso, por detrás de E_2.

La longitud corresponderá, como en las antenas Yagi, a 105% de la frecuencia de resonancia, o sea:

$$E_1 = \frac{142{,}5 \times 105}{14 \times 100} = 10{,}70 \text{ m}$$

$$D_1 = 10{,}70 \times 2 \times \frac{15}{100} = 3{,}21 \text{ m}$$

La longitud aproximada (1,51 λ) será del orden de (300/14) × 1,5 = 32,5 m.

Y finalmente, la longitud, también aproximada, del elemento más corto será el 38% de la longitud de onda que corresponde a la frecuencia más elevada, o sea (300/29,7) × 0,38 = 3,84 m.

Aplicando el factor 0,935 al elemento E_1 y sucesivamente a todos los resultados, obtenemos (en metros):

E_1 = 10.70	E_9 = 6,25	D_1 = 3,21	D_9 = 1,87
E_2 = 10	E_{10} = 5,84	D_2 = 3,00	D_{10} = 1,75
E_3 = 9,35	E_{11} = 5,46	D_3 = 2,80	D_{11} = 1,64
E_4 = 8,75	E_{12} = 5,11	D_4 = 2,62	D_{12} = 1,53
E_5 = 8,18	E_{13} = 4,78	D_5 = 2,45	D_{13} = 1,43
E_6 = 7,65	E_{14} = 4,46	D_6 = 2,29	D_{14} = 1,34
E_7 = 7,15	E_{15} = 4,17	D_7 = 2,14	D_{15} = 1,25
E_8 = 6,68	E_{16} = 3,89	D_8 = 2	D_{16} = 1,17
	E_{17} = 3,64		

Longitud total: 32,49 (ó 31,32 m).

Si la frecuencia de corte no es imperativamente 29,7 MHz, el elemento 17 puede desaparecer, en detrimento del extremo superior de la banda pasante.

Trataremos más adelante de los detalles de la realización práctica, limitándonos por ahora al cálculo de las dimensiones de los elementos (Fig. 6.175).

Tomemos otro ejemplo algo diferente: sea una antena destinada a cubrir las bandas de 40, 20 y 15 metros, o sea de 7 a 21 MHz, es decir, una relación de 3, y fijemos una longitud sensiblemente idéntica a la del ejemplo precedente: 0,8 λ. La longitud aproximada de la antena será (300/7) × 0,8 = 34,28 m, y la recta que pasa por los puntos 3 (C) y 0,8 λ (B) corta al eje A en el punto 9 dB, que corresponde a un factor "τ" de 0,86.

La longitud del primer elemento E_1 será:

$$\frac{142{,}5 \times 100}{7 \times 100} = 21{,}40 \text{ m aprox}$$

La longitud aproximada del elemento más pequeño será:

$$\frac{300}{21{,}45} \times 0{,}38 = 5{,}32 \text{ m}$$

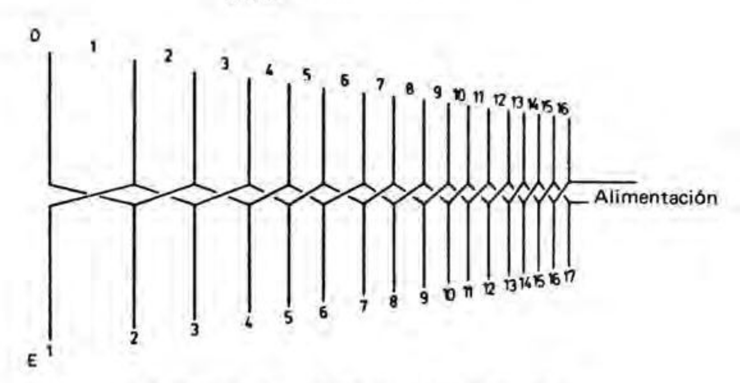


Figura 6.175. *Una antena 20-15-10 m.*

La distancia D_1 entre los dos primeros elementos será:

$$21{,}10 \times \frac{15}{100} \times 2 = 6{,}42 \text{ m}$$

Obtendremos así:

E_1 = 21,40 m	D_1 = 6,42 m
E_2 = 18,40 m	D_2 = 5,52 m
E_3 = 15,83 m	D_3 = 4,75 m
E_4 = 13,61 m	D_4 = 4,08 m
E_5 = 11,71 m	D_5 = 3,51 m
E_6 = 10,07 m	D_6 = 3,02 m
E_7 = 8,66 m	D_7 = 2,60 m
E_8 = 7,45 m	D_8 = 2,23 m
E_9 = 6,40 m	D_9 = 1,92 m
E_{10} = 5,50 m	D_{10} = 1,65 m
E_{11} = 4,73 m	

Longitud total: 35,70 m.

Siendo el décimo elemento más largo que la dimensión mínima (5,32 m) que permite extender la banda pasante hasta 21,45 MHz, se ha añadido un elemento suplementario E_{11} de 4,73 m, que extiende la banda pasante hasta 24 MHz (Fig. 6.176).

Así pues, una antena de 35,70 m de longitud y 21,40 m de anchura, permite cubrir de 7 a 24 MHz con una ganancia de 9 dB. No multiplicaremos los ejemplos; los dos precedentes bastan para mostrar el método de cálculo, que puede aplicarse a todos los casos imaginables.

Por lo que se refiere a la ralización práctica, los elementos están constituidos por hilo de cobre esmaltado o aluminio (más ligero) con un aislador central de lucita o plexiglás de 5 cm de lado, perforado como indica la Figura 6.177 A. Una cuerda de nylon se enhebra en cada bloque aislante y sirve de espina dorsal a toda la antena. La línea de alimentación es continua, constituida por dos hilos paralelos, y la transposición se efectúa por una coexión cruzada a uno y otro lado del bloque aislante (Figs. 6.177 B). Los extremos de los elementos, cortados con ligero exceso de longitud, se llevan a la dimensión y se unen por plegado a una cuerda de nylon a cada lado. Con ello la antena necesita seis puntos de fijación entre los cuales se tensan las cuerdas convenientemente.

Los problemas quedan simplificados para las antenas de VHF y UHF, pues los elementos son suficientemente cortos para ser perfectamente rígidos y no precisar apoyos en los extremos.

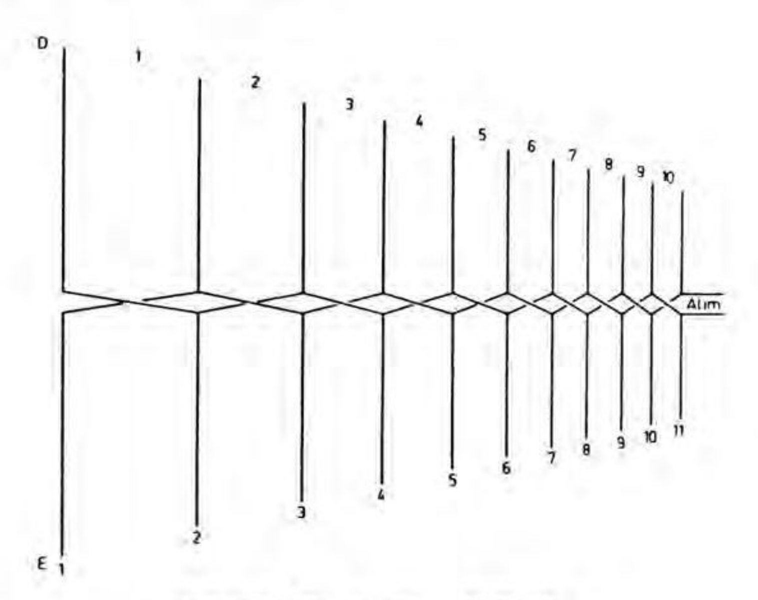


Figura 6.176. *Una antena 40-20-15 m.*

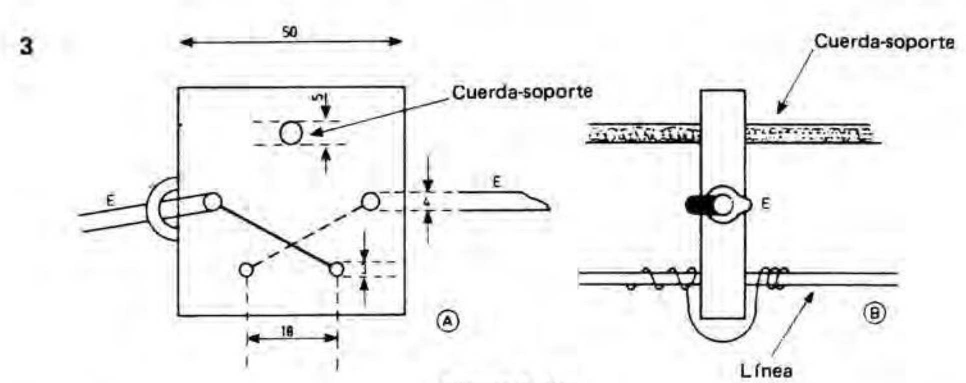


Figura 6.177.

También aquí veremos un ejemplo práctico: la realización de una antena que cubra a la vez la banda de 144 MHz y la de 432 MHz, disponiendo un margen de seguridad en los dos extremos. Llevaremos en C la relación de las frecuencias extremas, 432/144 = 3, y fijaremos una longitud de boom cómoda, por ejemplo 2 λ (del origen de 4,20 m) que llevaremos sobre el eje B. La intersección con el eje A nos da la respuesta en cuanto a las características:

$$\text{ganancia} > 10{,}5 \text{ dB}$$

para r = 0,94.

El elemento trasero medirá

$$\frac{142{,}5 \times 105}{144 \,.\, 5 \times 100} = 1{,}04 \text{ m}$$

El elemento más corto medirá (siempre aproximadamente) = 300/432 × 0,38 = = 0,26 m.

Situaremos el segundo elemento al tercio de la longitud (0,33 λ/2Z), 343 mm del ramal más largo, que sirve de base, y aplicando el factor r = 0,94 a los dos términos y siguiendo la pauta empleada en los dos ejemplos precedentes, llegamos a las dimensiones siguientes:

Longitudes de los ramales:

E_1 = 1,04 m	E_{13} = 0,50 m
E_2 = 0,98 m	E_{14} = 0,47 m
E_3 = 0,92 m	E_{15} = 0,44 m
E_4 = 0,86 m	E_{16} = 0,41 m
E_5 = 0,81 m	E_{17} = 0,385 m
E_6 = 0,76 m	E_{18} = 0,36 m
E_7 = 0,72 m	E_{19} = 0,34 m
E_8 = 0,68 m	E_{20} = 0,32 m
E_9 = 0,64 m	E_{21} = 0,30 m
E_{10} = 0,60 m	E_{22} = 0,28 m
E_{11} = 0,56 m	E_{23} = 0,255 m
E_{12} = 0,53 m	

Número de elementos: 23

Separaciones:

D_1 = 343 mm	D_{12} = 173 mm
D_2 = 323 mm	D_{13} = 163 mm
D_3 = 303 mm	D_{14} = 153 mm
D_4 = 285 mm	D_{15} = 144 mm
D_5 = 268 mm	D_{16} = 135 mm
D_6 = 252 mm	D_{17} = 127 mm
D_7 = 237 mm	D_{18} = 120 mm
D_8 = 222 mm	D_{19} = 113 mm
D_9 = 209 mm	D_{20} = 106 mm
D_{10} = 196 mm	D_{21} = 100 mm
D_{11} = 184 mm	D_{22} = 94 mm

Longitud real del boom: 4,25 m.

Tratándose de elementos cuya rigidez mecánica es adecuada, podemos imaginar como "boom" una varilla única de materia plástica (y, por tanto, aislante) en la que se fijarán los elementos arriba determinados, después de lo cual, una línea de transposición unirá los elementos entre sí. Esta es una solución, pero nosotros proponemos otra, mucho más práctica y que, al mismo tiempo, va a solucionar el problema de la alimentación y de la adaptación de un cable determinado. Puesto que un medio elemento de cada dos del mismo lado es alimentado por uno de los hilos de la línea de transposición, elegiremos como línea dos tubos superpuestos, de los que uno recibirá la mitad izquierda de E_1, la mitad derecha de E_2, la mitad izquierda de E_3, etc., y el otro la mitad derecha de E_1, la mitad izquierda de E_2, la mitad derecha de E_3, etc. (Fig. 6.178 A y B).

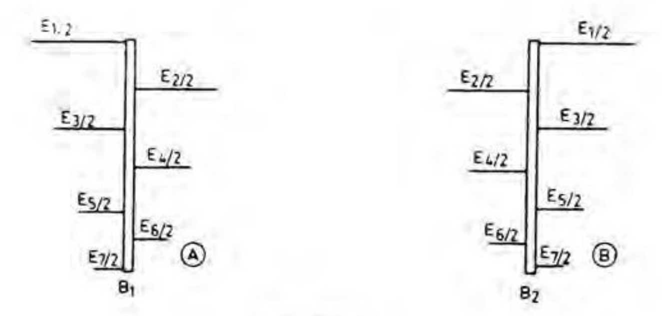


Figura 6.178.

La superposición de los dos "booms" producirá una ligera distorsión en el plano horizontal, pero sin consecuencias prácticas.

Materialmente se podrá resolver el problema del modo siguiente: los dos "booms" serán apilados como se muestra en la Figura 6.179, después de que los elementos hayan sido fijados a las distancias correctas y cortados en longitud, como se ve en la Figura 6.180. Naturalmente, como B_1 y B_2 representan cada

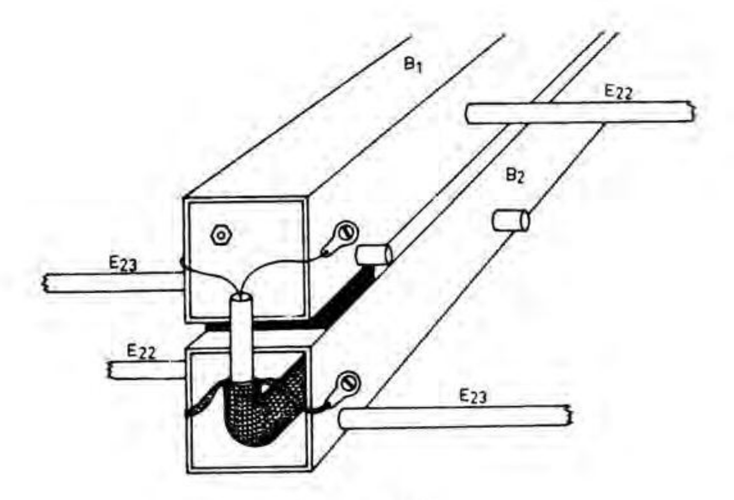


Figura 6.179.

uno un elemento de la línea de acoplamiento, deben estar, no solamente mantenidos a distancia crítica uno de otro, sino también aislados uno del otro así como del mástil destinado a sostenerlos.

Para una impedancia de 50 Ω –una tabla nos la da– la separación será de 20% del lado del cuadrado de la sección, o sea 4 mm. Bastará disponer algunos calzos aislantes de 20 × 20 mm, por ejemplo uno cada 50 cm, y unir las dos varillas cuadradas, bien por pernos aislantes o bien por brazaletes de "rilsan" moldeado, muy adaptados a este uso.

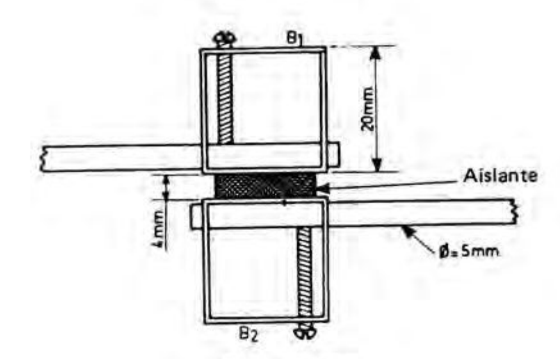


Figura 6.180.

Esta disposición es cómoda en extremo, no sólo desde el punto de vista mecánico, sino también del de la adaptación. En efecto, la alimentación por un cable coaxial de 50 Ω es enteramente rigurosa en cuanto que éste, entrando por la parte trasera de la antena (Fig. 6.181) se une por el forro a la salida de B_2 y

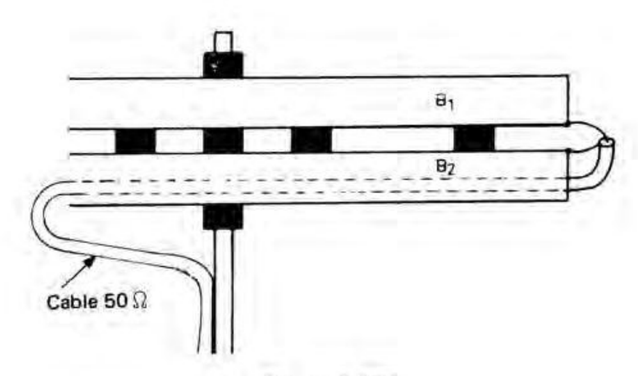


Figura 6.181.

por el conductor central a B_1, en tanto que el forro aislante impide todo contacto accidental con B_2. Este medio de adaptación equivale a un "balun infinito" y constituye una solución muy buena para un cable de 50 a 75 Ω.

En la Figura 6.182 se propone una solución práctica para la fijación al mástil vertical: una placa de "lucita" de 10 mm de espesor, atornillada a ambos "booms" de modo que no sobresalgan las cabezas de los tornillos y que lleva dos fijadores en U con extremos roscados que permiten una fijación rígida al mástil.

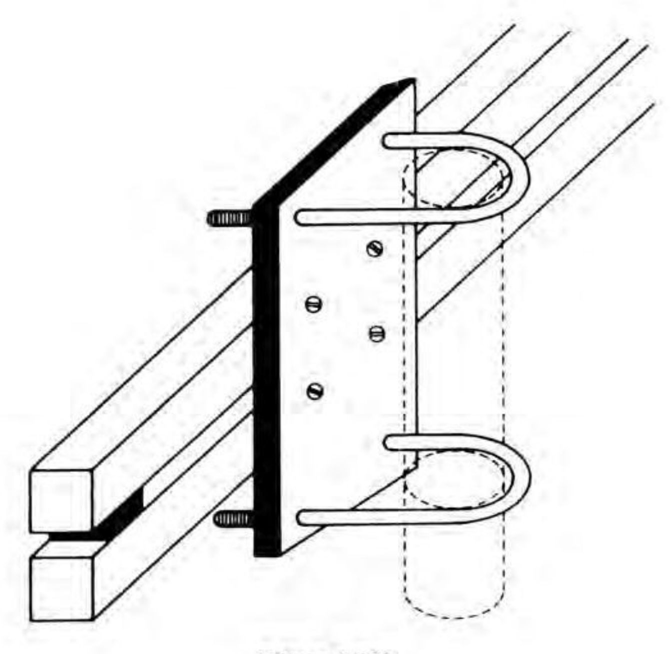


Figura 6.182.

Superponiendo cuatro antenas idénticas, se puede esperar una ganancia de 17 dB entre 140 y 450 MHz, con un ROS inferior a 1,8/1.

Es preciso subrayar el interés de la antena logarítmica en la recepción de la televisión en los canales de VHF y, sobre todo, de UHF, en los que, siguiendo la pauta que hemos explicado, se puede calcular sin dificultad una antena que cubra de 450 a 900 MHz, con una ganancia prácticamente constante de un extremo a otro de la banda.

Pero para volver sobre las preocupaciones de los aficionados más especialmente interesados en las bandas llamadas decamétricas, vamos a dar algunas soluciones señaladas por la preocupación de utilizar una misma antena en varias bandas de frecuencia.

Estudiaremos en primer lugar una antena logarítmica en V invertida, que presenta la ventaja de no estar extendida enteramente en el aire, sino que tiene una fijación de los elementos en el suelo, lo cual hace la realización más accesible y cómoda.

Realización práctica de una antena logarítmica en V invertida

Esta antena está reservada a los aficionados que dispongan de mucho sitio, pero, por su forma de V invertida, sólo requiere un mástil de apoyo y no tiene más que elementos alámbricos. Se impone en particular cuando se quiere obtener una ganancia elevada en una determinada dirección. La descripción que sigue está inspirada en un estudio publicado por la revista inglesa "Mercury", órgano del "Royal Signals A.R.S."

La Figura 6.183 representa la antena terminada. Los trazos fuertes materializan las cuerdas-soportes que constituyen la armadura y realizan el aislamiento. Son cuerdas de lienzo de nylon de bastante sección. Todas toman apoyo por un extremo en el suelo, al que están sólidamente fijadas por un piquete. El mástil-soporte central mide 9 metros sobre el suelo y está naturalmente atirantado en tres direcciones. Bastará añadir una cuerda muerta para mantener perfectamente vertical este mástil, que puede ser un poste ae madera o un conjunto telescópico de varios tubos de duraluminio de diámetros crecientes.

Las cuerdas AB y AC que parten de la cúspide y sirven de armadura y de vientos, miden 11,75 m. Lo mejor es ponerlas de un solo trozo, sin cortarlo, lo que da mayor estabilidad al conjunto. El elemento dorsal AD, que constituye en cierto modo la cumbrera, mide unos 15 m, y las dos cuerdas que parten del vértice D, en el suelo, para unirse sensiblemente a los puntos medios M y N de AB y AC, miden 13,75 m aproximadamente. La longitud útil de cuerda de nylon a prever será, pues: (11,75 × 2) + (13,75 × 2) + 15 = 66 m, longitud a la que convendrá añadir la del viento ya mencionado que, para ser eficaz, deberá medir de 12 a 15 m. Se procurará prudentemente un rollo de 100 metros; es una primera materia barata.

Cuando se sitúan las estructuras en su lugar, conviene cortar los elementos, que se observará que, evidentemente, no sólo son de longitud crítica, sino que

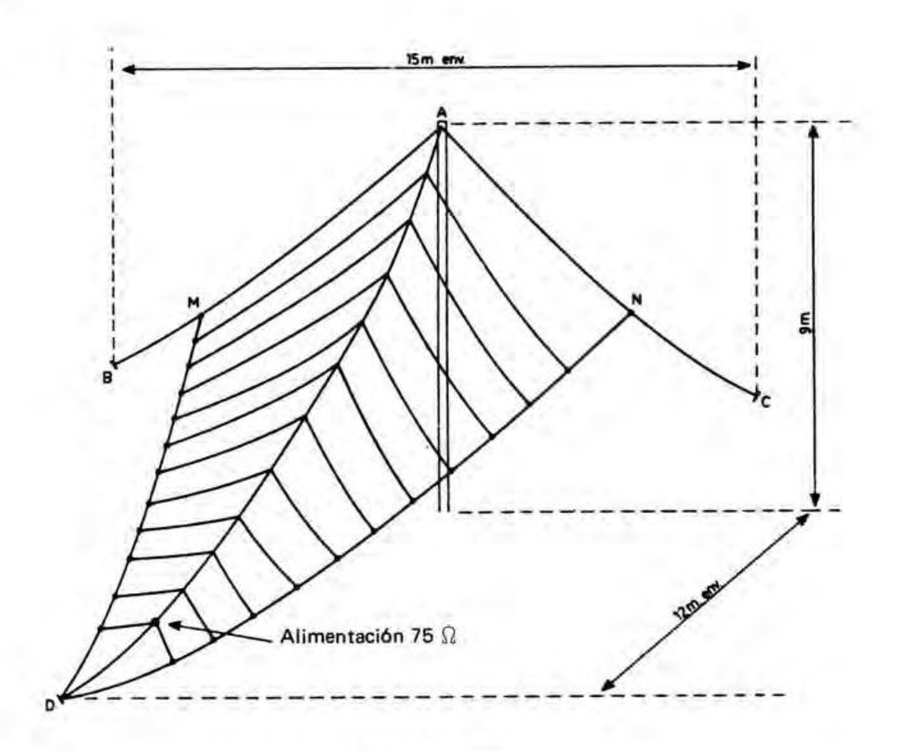


Figura 6.183.

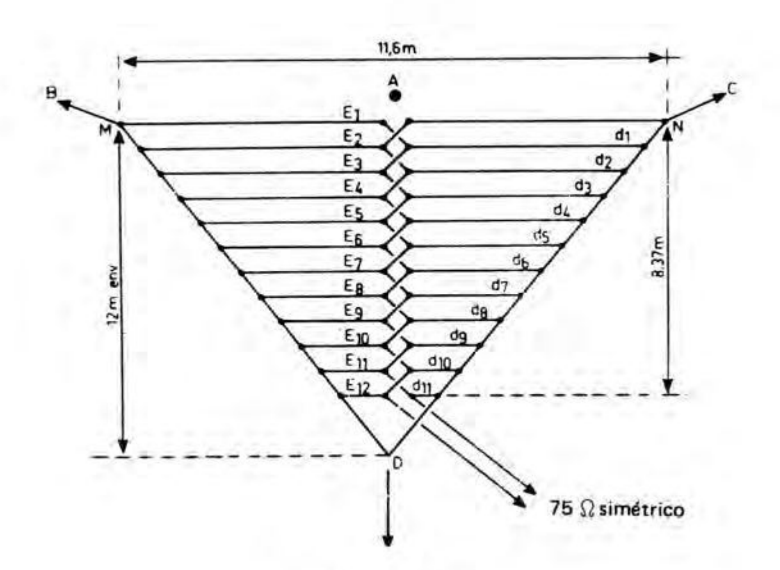


Figura 6.184.

también están en relación armónica muy precisa, tnto de sus dimensiones como de sus separaciones (0,88). La razón de la progresión se obtiene a partir de la banda pasante del sistema, del número de elementos y de la longitud total, como lo hemos desarrollado al principio de este estudio.

La antena cubre de modo continuo las bandas de 14, 21 y 28 MHz con las dimensiones siguientes: (Se entiende por E la longitud total de un elemento; por ejemplo, E_1 = MN). (Fig. 6.184.)

E_1 = 11,60 m	D_1 = 1,3 m
E_2 = 10,16 m	D_2 = 1,15 m
E_3 = 8,98 m	D_3 = 0,91 m
E_4 = 7,90 m	D_5 = 0,80 m
E_5 = 6,95 m	D_6 = 0,71 m
E_6 = 6,12 m	D_7 = 0,63 m
E_7 = 5,38 m	D_8 = 0,55 m
E_8 = 4,72 m	D_9 = 0,48 m
E_9 = 4,18 m	D_{10} = 0,43 m
E_{10} = 3,66 m	D_{11} = 0,38 m
E_{11} = 3,22 m	
E_{12} = 2,84 m	

Una antena multibanda bidireccional, no logarítmica

En el caso de la antena 5Z4 GF, se utilizan los elementos no correspondientes a la frecuencia como directores o como reflectores.

Fundamentalmente, el aéreo está constituido por un cierto número de dipolos en relación armónica, alimentados todos en todas las bandas de trabajo y dispuestos uno respecto a otro para crear una puesta en fase (Fig. 6.185).

El elemento de base es un doblete AA'-BB' de 40,56 m de largo, alimentado en su centro por una línea de 600 Ω constituida por dos hilos esmaltados de 15/10 mm, mantenidos equidistantes por barretas de materia plástica a 12 cm uno de otro. Esta línea se prolonga y sirve de dorsal a la antena en una longitud de 20,28 m. El segundo elemento CC'-DD' está cortado a 27,04 m y dista del primero 6,76 m, de modo que incorporando la longitud de la línea ACBD, se tiene C'CA + D'DB = A'ABB', o sea 40,56 m.

El tercer elemento está cortado a 20,28 m y tendido a 10,14 m del primero. Igualmente, G'H' = 13,52 m, con BH = 13,52 m, I'J' = 10,12 m con BJ = 15,21 m, K'L' = 6,76 m con BL = 16,90 m, y, por fin, M'N' = 5,08 m con BN = 17,75 m, por lo que M'MA + N'NB = 40,56 m.

No se puede disimular que esta antena, cuyo principio no tiene nada que ver con el de una logarítmica (o log-periódica), tampoco se puede situar en la categoría de las antenas de apartamento. Necesita, en efecto, ya que la capa de hilos es horizontal, una superficie aproximada de 40 × 20 = 800 m². Pero conocemos ciertas antenas en rombo o en V que, para presentar una ganancia equivalente, necesitan una superficie muy superior.

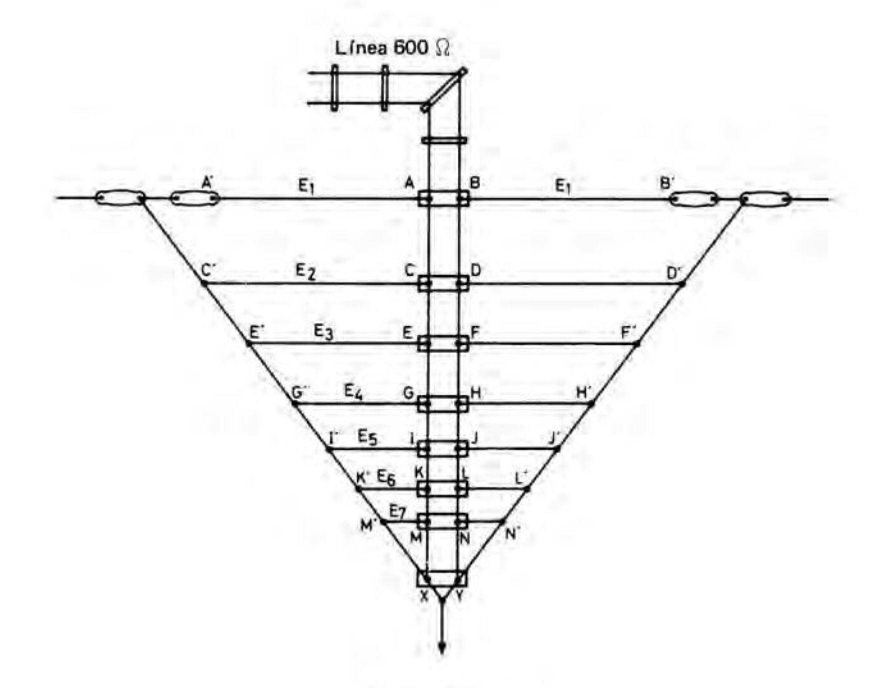


Figura 6.185.

Como puede verse, el primer elemento E_1 es una onda entera en la frecuencia más baja (7 MHz), pero E_3 es media onda en la misma frecuencia. Y E_2, añadido al trozo de línea AC-BD, representa igualmente 40,56 m, o sea una longitud de onda, y, si lo comprobamos, ocurre lo mismo con todos los elementos cuando se añade la longitud de la parte de línea que los une a los puntos A y B.

En 14 MHz, el elemento E_3 es una onda entera y el elemento E_5 es media onda; en 21 MHz la situación es la misma para E_4 y E_6, que son respectivamente onda entera y semionda, con la presencia, además, de E_3 que resuena a su vez en tres semiondas y cuyo efecto se acumula. Finalmente, en la banda de 28 MHz el funcionamiento es aún más complejo, porque si E_7 funciona en semionda alimentada en su centro, E_5 es una onda entera, E_3 equivale a cuatro semiondas y E_1 à cuatro ondas. Además, cada elemento añadido a la línea que le alimenta a partir de AB representa una longitud de hilo de 40,56 m.

Teniendo la precaución de utilizar un acoplador apropiado entre el emisor y la antena, la proporción de ondas estacionarias es próxima a la unidad en todas las bandas cubiertas. En cuanto a la ganancia, aumenta con la frecuencia y puede alcanzar de 12 a 14 dB en 28 MHz, en que el número de dipolos es el más elevado.

Capítulo 7

Antenas para estaciones móviles

Es una moda muy actual la de la emisión de aficionados desde un vehículo, que es generalmente un automóvil, aunque ciertos aficionados se apasionan incluso por la emisión sobre dos ruedas. Es frecuente, durante el buen tiempo, oír estaciones móviles, cada vez más numerosas. Si el emisor y el receptor son enteramente comparables, y a menudo iguales, a los que se emplean en estaciones fijas, dos problemas cruciales se plantean para la emisión desde un vehículo: la alimentación, que queda simplificada por el empleo, cada vez más corriente, de los transistores, y la antena.

No se trata, al menos para las ondas decamétricas, de emplear un aéreo de onda entera ni tampoco de semionda. Se acude a un aéreo de tipo acortado y vertical. En la práctica, la antena se presenta como en la Figura 7.1. Funciona con una "tierra" que no es más que la carrocería del vehículo. Geométricamente, esta antena es una fusta de una longitud de 2,50 m que permite la sintonía en cuarto de onda en la banda más elevada (28 MHz). Una self convenientemente dispuesta y dimensionada permite la sintonía en las otras bandas. Dado el reparto de las corrientes y las tensiones a lo largo de la fusta, es ventajoso situar la self en el centro y no en la base como sería más cómodo hacerlo. En efecto, situada en la base, en la que la corriente de alta frecuencia es muy importante, ocasionaría pérdidas prohibitivas. Si, por el contrario, se la situará en la parte superior de la antena, la tensión en los extremos de la bobina es muy elevada y necesita aislantes de alta calidad. Por otra parte, alejándola de las masas y de la tierra, la capacidad parásita que sintoniza el conjunto disminuye. Por consiguiente, habría que aumentar el número de vueltas de la bobina, lo que aumenta su resistencia y, de nuevo, las pérdidas.

El ideal sería disponer de una fuerte capacidad respecto a tierra para reducir lo más posible la amplitud de la bobina. También se podría añadir en la cúspide de la fusta una capacidad terminal en forma de paraguas. Esto es lo que hacen los aficionados que trabajan en las frecuencias bajas (1,8 y 3,5 MHz).

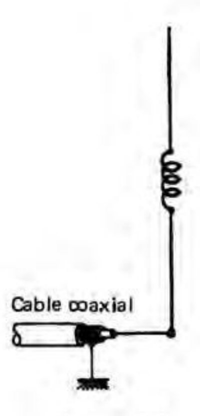


Figura 7.1.

Dicho brevemente, la cuestión es difícil de resolver y, sin alcanzar la perfección, se encuentra en servicio cierto número de antenas sensiblemente idénticas que derivan más o menos de la antena comercial americana "Master Mobile".

La antena se monta en un soporte de cerámica que la aísla de la masa del coche. Estos soportes, llamados "mast-base", de origen militar, se encuentran corrientemente en los almacenes de accesorios. La parte inferior de la antena es un tutbo de 14 mm de diámetro y 1,20 m de largo. En su extremo superior está fijada la self central, que mide 133 mm de longitud y 70 mm de diámetro, y finalmente, en la parte superior de la self, la fusta terminal, que es una varilla de dural de 1,50 m, fina y ligera, parecida a una caña en esta realización muy personal (Fig. 7.2).

La parte más delicada es la realización práctica de la bobina (Fig. 7.3), que debe responder a los imperativos siguientes: Q lo más elevado posible (bajas pérdidas) y solidez mecánica suficiente para resistir el trabajo mecánico al que está sometida. Sus extremos se unen, naturalmente, uno a la parte inferior de la antena y el otro a la base de la fusta. Una barra aislante de buena calidad y de un material resistente sirve de enlace mecánico entre el tubo de base y la fusta y de soporte a la bobina, pero como sólo mide 15 mm de diámetro mientras que el de la bobina es de 70 mm, se comprende que ésta está bobinada prácticamente "en el aire". Está constituida por 62 vueltas de hilo de 13/10 mm con una separación de 9/10 mm entre espiras. Un cortocircuito móvil pone a la self fuera de servicio en 28 MHz. A lo largo de la bobina están las tomas siguientes: 21 MHz a 4,5 vueltas; 14 MHz a 6,5 vueltas; 7 MHz a 21,5 vueltas; 3,5 MHz toda la bobina.

El autor, para obtener una self de muy alta calidad, ha enhebrado en cada cuarto de vuelta unas pequeñas cánulas de "supliso" que ha pegado con cola HF o celulósica. El conjunto está protegido por un cilindro de plexiglas.

Esta antena, cuya base está a 60 cm del suelo, presenta una impedancia de 52 ohmios y admite con toda normalidad un cable RG8U del mismo valor

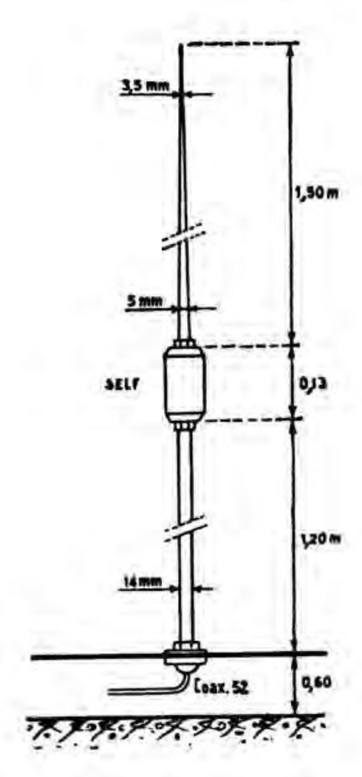


Fig. 7.2. *Esquema general*

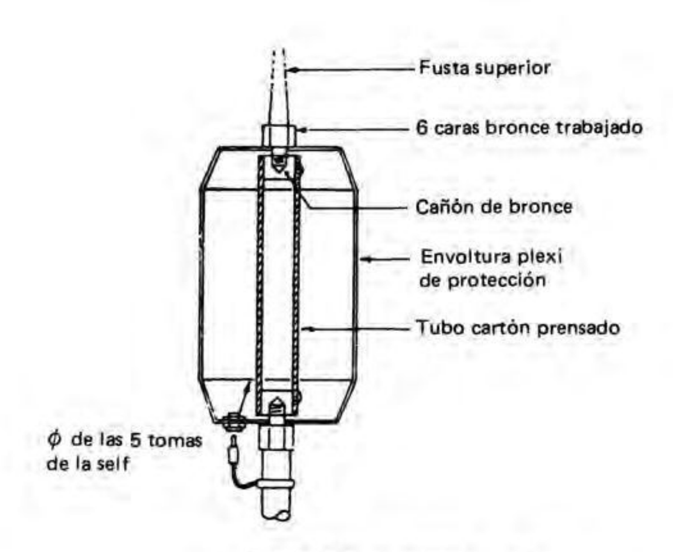


Figura 7.3. *La parte central*

de impedancia característica, cuyo forro ha de unirse a la carrocería del vehículo justamente al pie del soporte aislante.

Queda entendido que si se desea suprimir la banda de 3,5 MHz, se puede reducir la bobina a 21,5 espiras, y se puede suprimir si sólo se piensa trabajar en la banda de 28 MHz.

Las indicaciones dadas, como para todas las antenas, sirven para simplificar los reglajes, y la herramienta preferida –el "grip dip"– permitirá determinar con precisión las dimensiones de la bobina y las posiciones exactas de las tomas a efectuar definitivamente. El acoplamiento a la base de la antena se hará por un bucle lo más reducido posible. Finalmente, una solución igualmente interesante y quizá más fácil es emplear una self por banda, lo cual parece algo menos cómodo, pero ciertamente más seguro.

Antenas móviles para bandas decamétricas tipo hélice ("Heliwhip")

Es una fórmula muy ingeniosa, que está comercializada y que muchos aficionados conocidos nuestros han adaptado a sus medios y necesidades. La antena propuesta se presenta como una fusta corta, de menos de 2 m de longitud, monobanda, y trabaja en Marconi como todas las antenas móviles. Para llegar a este resultado, la parte radiante está realizada con hilo fino barnizado en espiras, a tope en su mayor parte, sobre un soporte aislante.

Cada fusta se presenta como se ve en la Figura 7.4 y precisa ser ajustada separadamente sobre el propio vehículo. Para ello, basta formar un bucle entre la base de la fusta y el plano de masa sobre el que está fijada (techo o aleta del coche) y acoplar a aquél la bobina de un "grid-dip" (Fig. 7.5). La resonancia es muy clara y la frecuencia no puede prestarse a ningún equívoco. No ocurriría lo mismo sí, por razones de comodidad muy comprensibles, se acoplase el aparato a la antena por un trozo, aunque corto, de cable coaxial; se encontrarían entonces varias resonancias, entre ellas probablemente la de la antena, pero también la del cable y la de ambos sumados.

En la práctica se puede uno procurar los mandriles, que son elementos troncocónicos macizos de poliéster, calidad A, color verde 402, de longitud uniforme, 1,80 m, y de diámetros:

Para 80 y 40 m = base 10,6 mm, punta 7,2 mm.

Para 20, 15 y 10 m = base 9,6 mm, punta 6,2 mm.

(Producción: "Etablissements LERC", 80, bd Haussmann, Paris 8^{e}).

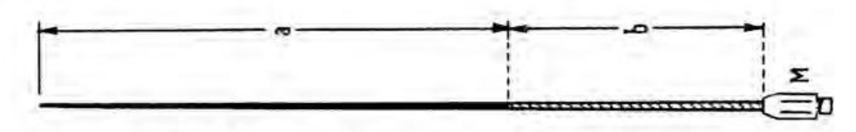


Figura 7.4. *Fusta para ondas decamétricas, tipo Heliwhip*

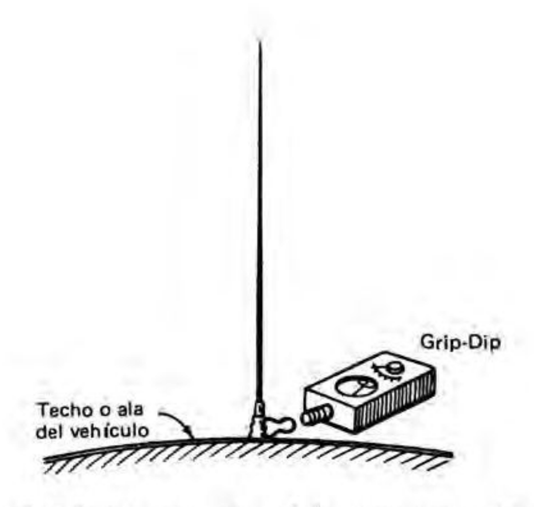


Figura 7.5. *Reglaje de una fusta λ/4 mediante un grid-dip*

La realización práctica es como sigue: se bobina primero, a partir de la punta, la parte "a", de espiras a tope, mientras que la parte "b" es una espiral de paso ancho que se termina en el apoyo metálico M cuyo extremo roscado permite una puesta en sitio instantánea sobre el aislador de base. Esta parte metálica, que es hexagonal, proporciona un medio cómodo de bloqueo mediante una llave plana.

Siendo bastante largo el trabajo de bobinado, se aconseja dar a la parte "a" una importancia ligeramente superior a los valores que más abajo se indican, para no tener más que cortar, espira tras espira, a fin de llegar a la resonancia buscada. Un cable de 50Ω permite una adaptación satisfactoria.

La antena Halo (144 MHz)

Se trata de un dipolo elemental de media onda arrollado en círculo para obtener una radiación casi omnidireccional.

Datos prácticos para realizaciones en fusta LERC

Bandas	Diámetro del hilo (mm)	Longitud de la sección "a" (mm)	Longitud de la sección "b" (mm)
80 m	6/10	1.395	365
40 m	6/10	767	993
20 m	6/10	410	1.350
15m	7/10	275	1.485
10 m	7/10	175	1.585

La longitud total del ramal radiante MON (Fig. 7.6b), realizado de tubo de cobre de 6 a 8 mm, es de 985 mm y la abertura MN mide 15 mm.

El ataque se efectúa en gamma-match por un conductor de hilo de cobre de 3 mm, a 180 mm del centro, y la sintonización del gamma se realiza por un condensador ajustable de 3/30 pF de campana, debidamente encapuchado para protegerlo de la intemperie. Así se realiza a la vez el ataque riguroso en 70Ω y el paso simétrico-disimétrico que permite la alimentación correcta por un cable coaxial clásico, que tiene su forro unido al centro del dipolo y su conductor central unido a una armadura del condensador ajustable en serie en el gamma. La separación consiste en ajustar el condensador para un acoplamiento dado de la línea al circuito de salida del PA, para obtener el máximo caudal de placa.

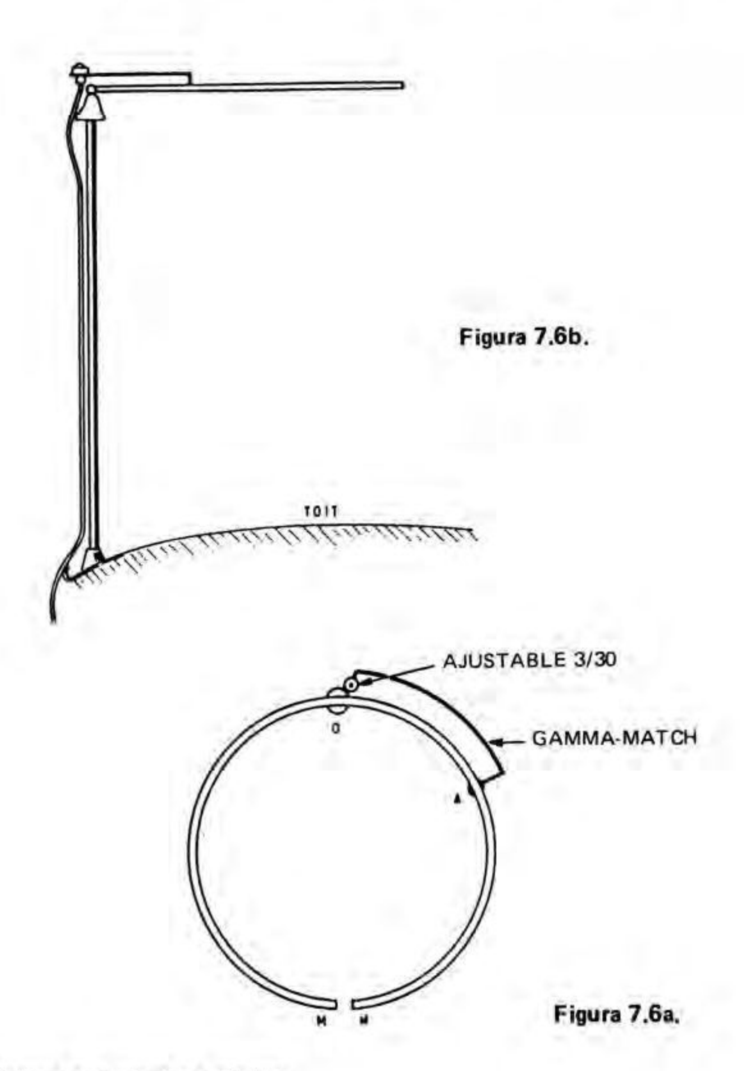


Figura 7.6b.

Figura 7.6a.

La antena está sostenida por un aislador de campana fijado al extremo de un pequeño mástil de 60 cm *sólidamente amarrado al techo* para resistir el viento (Fig. 7.6a). Por ahora esta antena es la más sencilla y la más eficaz que se puede proponer para el tráfico móvil, y su polarización horizontal concuerda con la de las antenas fijas, lo cual atenúa grandemente el fading rápido observado en las estaciones móviles, insoportable con las antenas de fusta de polarización vertical.

Antena-cerco (144 MHz)

El poco espacio ocupado y la ligereza de esta antena la hacen muy indicada para el trabajo en móvil.

Tiene igual rendimiento que una antena-esqueleto y también sus cualidades, pero sólo resuena en la frecuencia para la que ha sido establecida. Hay que respetar, pues, la dimensión del círculo, pues la banda pasante es mucho más estrecha.

Es un bucle de onda entera, atacado simétricamente por un T-match. Su radición bidireccional es perpendicular al plano del círculo y la polarización según el diámetro MM. Los puntos M están a un potencial de HF nulo.

Realización: círculo y T-match de hilo de 40/10.

Círculo: diamétro 66 cm; los puntos M se utilizan para la fijación al mástil (Fig. 7.7).

T-match: separación del círculo 2 cm; aberturas en el centro 2 cm; los extremos centrales llegan a dos bornes en una plaquita aislante a la que se fija la alimentación por coaxial de 50Ω y balun, o sea una alimentación en 200Ω; longitud de los ramales según la impedancia del feeder; para 200Ω, 30 cm, contados a partir de M.

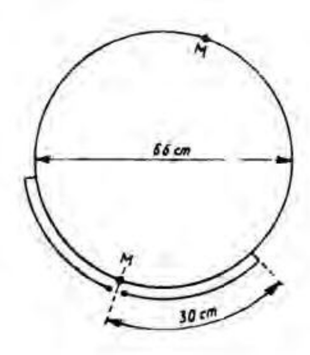


Figura 7.7

7

La "Big-Wheel": Una antena omnidireccional para el móvil y el transportable de 144 MHz

Comparada a los áereos del mismo destino pero de pequeño desarrollo, como la "Halo" o la fusta de cuarto de onda que hemos visto, esta antena presenta notables ventajas. Su polarización horizontal es muy conveniente, y por tener mayor volumen presenta una banda pasante mucho más ancha. Además, la disposición de tres elementos en forma de trébol (Fig. 7.8) da una radiación omnidirecciónal, apreciada para las estaciones transportables y, sobre todo, las móviles.

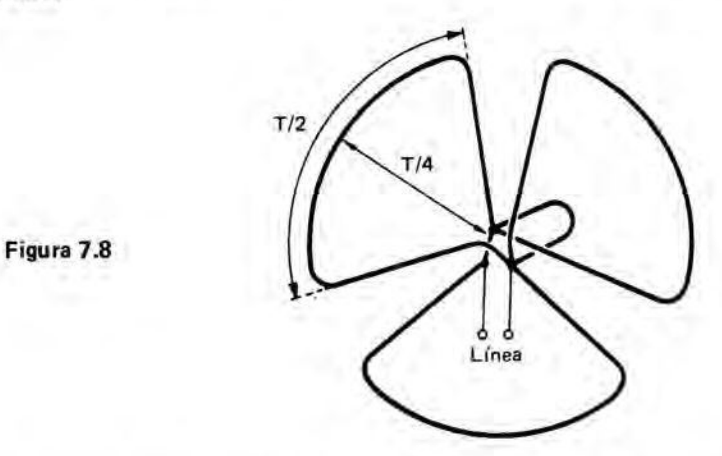


Figura 7.8

Fundamentalmente, cada elemento de este aéreo comprende un radiador de media onda alimentado en sus extremos por dos ramales de cuarto de onda en V (Fig. 7.9). La impedancia en el extremo de la línea es del orden de 30 Ω. Como los tres elementos están alimentados en paralelo, la impedancia de entrada puede

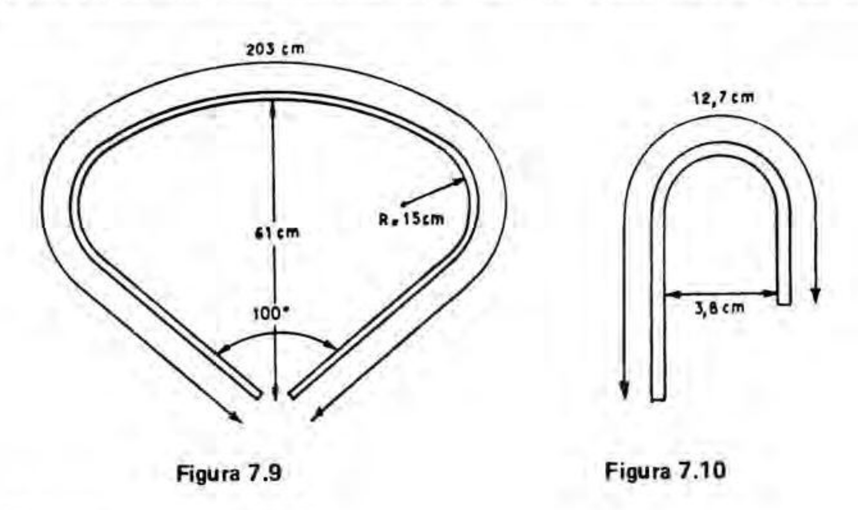


Figura 7.9

Figura 7.10

estimarse de 10 Ω y necesita un dispositivo de adaptación para utilizar un cable coaxial de 50 Ω. Esto explica la necesidad de un "stub" central en U (Fig. 7.10). La realización mecánica exige, naturalmente, algún cuidado para reducir al mínimo el enlace entre los ramales. El soporte central se realizará en una placa aislante de buena resistencia mecánica.

Algunas soluciones sencillas (144 MHz)

Utilizando el techo metálico del coche como plano de tierra, se puede combinar un sistema sin fijación complicada.

Una fusta de 57 cm sobre una base aislante fijada sobre una chapa de 27 x 15 cm. Una hoja de plástico pegada a la chapa la aisla del techo en corriente continua, pero la chapa y el techo forman un condensador que deja pasar la HF. Se alimentará directamente en 75 Ω. Se fijará el conjunto sobre el techo con cinta adhesiva. Para el reglaje se partirá de una fusta con exceso de longitud y se recortará progresivamente, controlando la radiación de la antena o la corriente en el coaxial, o bien el TOS.

Si ya dispone de una antena de techo para el receptor de radio, se llevará su longitud a 1/3 de longitud de onda, o sea unos 67 cm, contados desde el techo. Se alimentará con coaxial de 75 Ω a través de una capacidad de unos 6 pF (preváse ajustable). Realizada la sintonización en la base de la fusta, se obtendrá el mismo rendimiento que con una GPA clásica, y un TOS muy bueno (Fig. 7.11).

Si el receptor de radio tiene, como es lo más corriente, una entrada de coaxial de alta impedancia, puede ser conectado en paralelo a la antena y se podrá transmitir en 2 m durante la recepción de las PO (al menos en ciertas bandas de frecuencia): he aquí una antena discreta y eficaz, que además tiene doble uso.

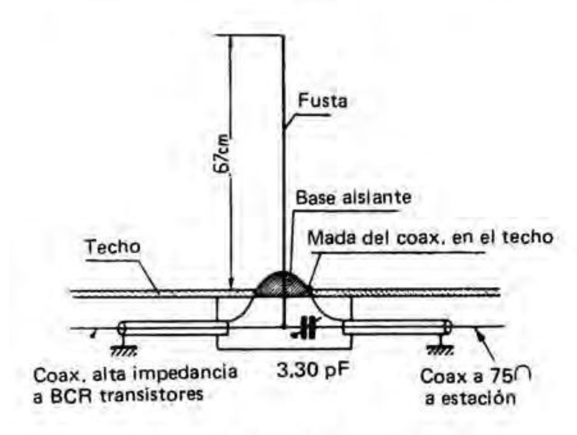


Figura 7.11

7

La antena de 5/8 λ en 144 MHz

Una versión comercial de origen alemán ha aparecido en el mercado hace algunos años. Su interés reside a un tiempo en sus dimensiones, aún muy aceptables en la banda de 2 m, y en su ganancia, de 2 dB, con relación a la de cuarto de onda.

Se proponen dos versiones. La primera será considerada con vistas a su empleo en estación fija, mientras que la segunda se destina a situarla sobre una superficie reflectora, en principio el techo de un vehículo, que hace de suelo artificial.

Las dos antenas tienen en común el constar de una fusta vertical, de longitud ligeramente diferente, prolongada por una bobina de dos espiras de 50 mm de diámetro terminadas por una parte recta de 50 mm en la prolongación de la fusta, soldada sólidamente sobre un trozo de hojalata gruesa, plegado ulteriormente en ángulo, como muestra la figura 7.12a, que recibe también un zócalo SO 239 para la conexión de la línea de alimentación. Se empleará hilo de cobre no recocido de 35/10 mm partiendo de una longitud de 180 cm. A partir de unos 10 cm de un extremo se calentará con mechero de gas o lámpara una longitud de unos 25 cm para formar una bobina de dos espiras de 50 mm de diámetro, sirviéndose de un mandril de dicho diámetro, prolongada por la parte recta

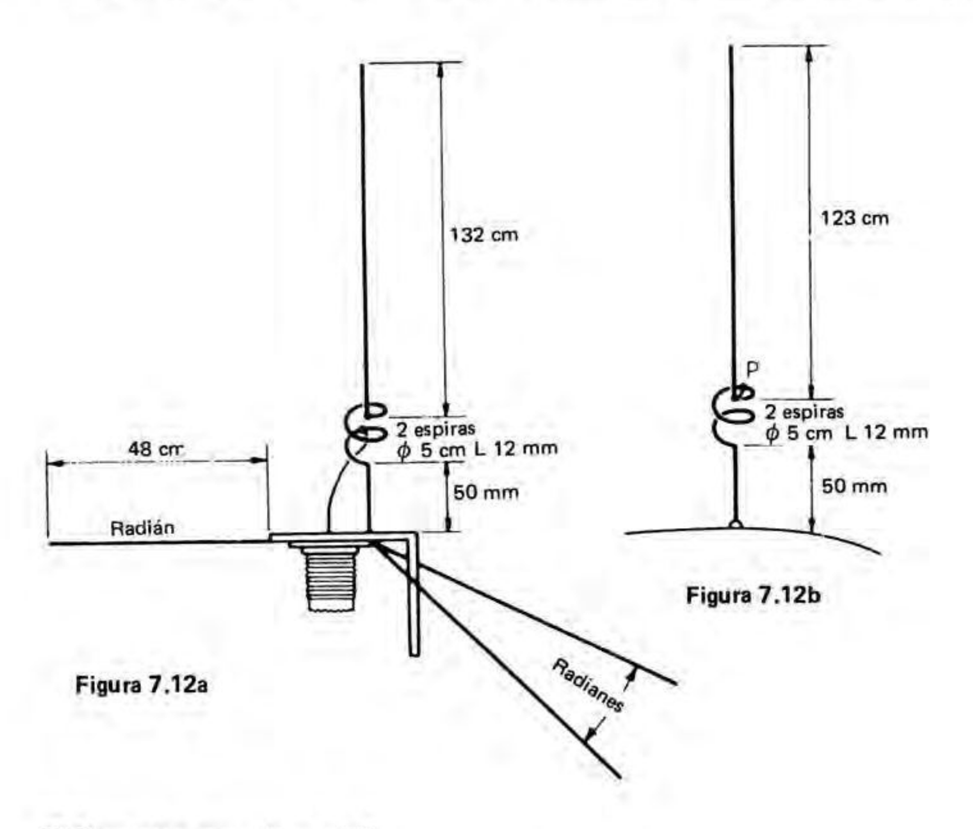


Figura 7.12a

Figura 7.12b

que constituye la fusta. Si ésta se corta a 123 cm y la parte inferior a 50 mm, medidos desde la bobina, se obtiene la versión "móvil", que recibe el alma del coaxial de 50 Ω en la base, mientras que el forro se une al techo del coche por una soldadura franca o por un manguito enérgicamente bloqueado.

La fusta de la versión "fija" mide 132 cm y se cortará a algo más de esta longitud, así como la parte inferior será cortada a 50 mm y soldada en un orificio de 35/10 mm practicado muy cerca de la base, de la cual parte un hilo de 10 cm que tendrá un punto de apoyo definitivo a determinar en la bobina. Los radianes, en número de tres, cortados a 48 cm, se sueldan a la base cerca de la toma SO, separados entre sí 120°.

La puesta a puntoreside en la fijación del punto de alimentación. Se empezará por unir el extremo libre del hilo a una media vuelta de la base y se realizará entonces una medida de la proporción de ondas estacionarias, que se anotará. A medida que se desplaza esta toma medio centímetro cada vez en la parte helicoidal hacia arriba, se comprueba que el ROS disminuye gradualmente hasta el momento en que vuelve a subir un poco. Hay que detenerse justamente antes, anotar siempre la medida y cortar entonces una pequeña longitud de la punta de la fusta, por ejemplo 1 cm como máximo. Como la fusta se ha cortado voluntariamente algo larga, esta manipulación debe hacer que la lectura del ROS sea ligeramente más baja. Después de un segundo corte, que debe ir en el mismo sentido, se comprobará que la toma se sitúa siempre en el punto óptimo o, en caso contrario, se modificará, y así sucesivamente. Al cabo de algunos retoques se llega prácticamente a hacer desaparecer el régimen de ondas estacionarias y sólo resta soldar bien la toma de adaptación. Para la versión "móvil", la puesta a punto se efectúa por medio de un cortocircuito parcial de la espira superior. Para ello se suelda un hilo de 6 cm a la base de la fusta, el cual se hace apoyar en el punto P de la bobina para el que el ROS es el más reducido posible. Esta manipulación es más segura que la que consiste en cortar la fusta milímetro a milímetro. Una vez determinado el punto más favorable, sólo quedará soldar el cortocircuito parcial.

Antena coaxial (144 MHz)

La antena que vamos a describir ha tenido ya cierto número de aplicaciones comerciales y profesionles. Puede ser realizada fácilmente por un aficionado normalmente hábil y cubre sin especiales precauciones el conjunto de la banda de 144 MHz con un ROS máximo de 1,1/1.

Se trata, de hecho, de un doblete de media onda alimentado en su centro , pero que preseenta cierta disimetría entre los dos cuartos de onda que lo componen, como se muestra en la figura 7.13.

La parte superior es una fusta λ/4 de tubo de cobre o latón de 6 mm de diámetro como mínimo. (Cuanto mayor sea el diámetro, más ancha será la banda pasante). Este elemento está encajado a la fuerza, y eventualmente encolado, en una arandela gruesa de un aislante que presenta buen comportamiento en VHF

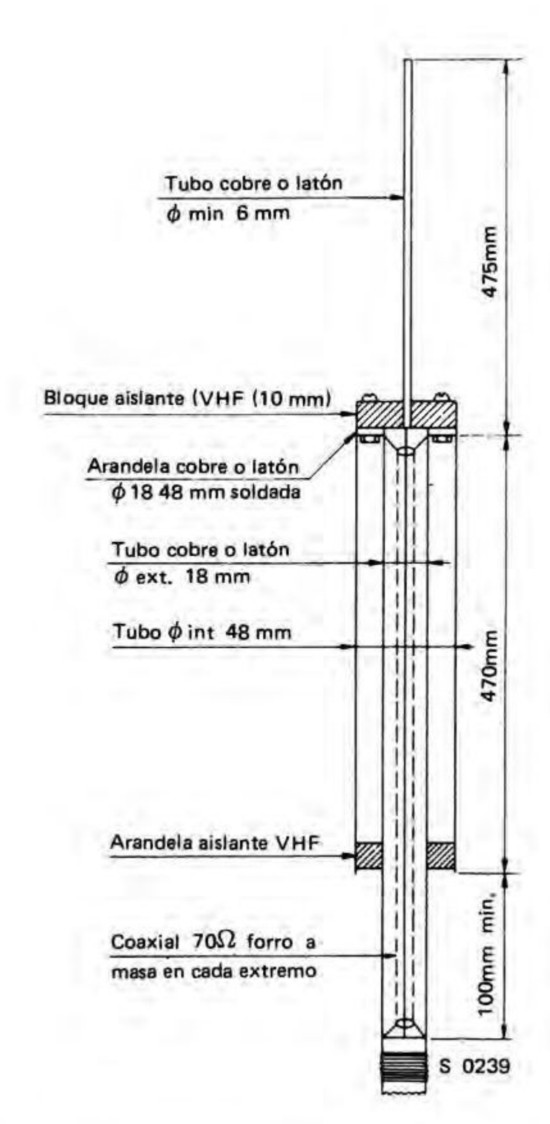


Figura 7.13

y es, sin embargo, susceptible de ser trabajado y horadado. Debajo sigue un tubo delgado de 48 mm de diámetro, de cobre o latón, y de 470 mm de largo, cerrado en un extremo por una arandela del mismo metal soldada en su contorno y horadada con un agujero de 18 mm en su centro para recibir, también soldado, un tubo de este diámetro y de al menos 570 mm de largo en el que ha sido pasado un trozo de igual longitud de cable coaxial de 70 Ω cuyo forro está soldado a los dos extremos y el alma soldada a la fusta superior. Otra arandela aislante delgada sirve de guía al conductor central para darle la suficiente rigidez. El apoyo aislante superior está fijado por cuatro tornillos al fondo de la cavidad en la que llega el alma del cable coaxial al punto central y el forro al

tubo. Esta parte saliente debe medir al menos 100 mm y puede estar unida a la masa de un mástil metálico.

Esta antena, que no precisa ninguna puesta a punto, funciona evidentemente en polarización vertical, como la "ground-plane", pero debido a sus características de media onda, no necesita plano de suelo y, por ello, no precisa radianes. El tubo interior hace de pantalla con relación al cable interior, que queda sustraído de la influencia de las tensiones de HF radiadas por la antena. La alimentación se realiza en las mejores condiciones por un cable de cualquier longitud. Los resultados son superiores a los de las otras antenas verticales debido a su ángulo de radiación, muy bajo sobre el horizonte.

Antena "multiquad" 144 MHz

Esta antena constituye una superposición de cuatro antenas "quad" de dos elementos con separación de cuarto de onda. De poca ocupación de espacio (2.064 x 558 x 516 mm) y construída de alambre y tubo delgado de débil presa al viento, es de un peso despreciable. Si los elementos verticales están hechos de alambre trenzado flexible, la antena resulta plegable en un volumen muy pequeño, lo que permite su empleo en pruebas como transportable y alojarla en un tubo de PVC de 60 cm de largo y 6 cm de diámetro, pudiendo así transportarla fácilmente. La ganancia respecto a un dipolo es de 10 dB y la relación de adelante-atrás 23 dB con atenuación lateral de cerca de 30 dB.

Realización: Las "barras" horizontales de los dos elementos son de tubo de latón de 3,5 mm de diámetro exterior y 516 mm de longitud en la primera hoja, y 558 mm de longitud en la segunda. El conjunto está sostenido por tres travesaños idénticos de 516 mm de longitud y 6 mm de diámetro que determinan, por tanto, en un cuarto de onda la separación radiador-reflector. Estas son, según comparación, las proporciones que han permitido obtener, en la frecuencia de 145 MHz, la mejor relación adelante-atrás y la más acusada insensibilidad a los obstáculos circundantes, que es la nota constante para las antenas en bucle o en cuadro.

Adaptación: La impedancia en el centro es del orden de 250 Ω (Fig. 7.14), que se adapta muy bien con una cinta paralela del comercio (240 ó 300 Ω) pero que tiene el defecto de no corresponder a los circuitos de salida de los emisores actuales (50 ó 75 Ω asimétrica) (Fig. 7.15).

Dos soluciones se pueden proponer para el paso a baja impedancia asimétrica:

La primera, como sugiere el autor, consiste en determinar con precisión un cuarto de onda eléctrico abierto y buscar, por experiencia, a lo largo de esta línea los puntos X – Y de impedancia de 50 ó 75 Ω deseada, que se situarán entre los 20 y 25 cm a partir del extremo abierto.

A partir de ahí, el paso a disimétrico se efectuará por medio de un balun de razón igual a la unidad, realizado de cable coaxial.

Figura 7.14

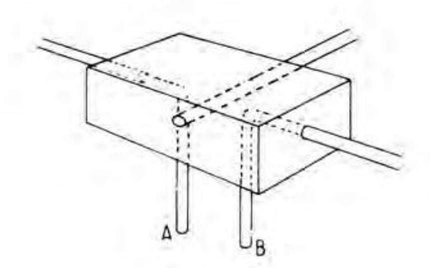


Figura 7.15

La segunda solución podría ser la adaptación directa por balun, transformador de impedancia, de razón 4/1, que daría una adaptación correcta, al tiempo que se crearía la disimetría necesaria para el ataque por cable de 50 ó 75 Ω.

Esta antena no podrá utilizarse como móvil, pero a causa de su presentación plegable puede ponerse a la cabeza de las antenas portátiles de gran eficacia. (Inspirado en UKW-Berichte).

La antena portátil HB 9 CV

Versión 144 MHz

Es una solución muy conocida del problema de la antena portátil, o móvil, imaginada por un aficionado suizo muy al tanto de los problemas de las antenas. Sólo daremos testimonio de ello con la Swiss-Quad, descrita en otro lugar, con la que no se dejará de notar una semejanza en el sistema de alimentación. Se trata esencialmente de dos elementos de media onda separados 1/8 λ y alimentados en oposición de fase, cuyo peso apenas pasa de los 300 g cuando los dos tubos y el boom son de latón plateado. Cada tubo mide 6 mm de diámetro y 290 mm de largo y se prolonga en cada extremo por untubo de 4 mm de diámetro mantenido en su sitio por una tuerca y una contratuerca de bloqueo. El boom es también de tubo de 6 mm, como se muestra en la figura 7.16, y la línea de desfase está constituida por un ramal de hilo de instalación eléctrica con aislante termoplástico, de 15/10 mm, que parte de un anillo de soldar en uno de los elementos, corre a lo largo del ramal más corto (director), después a lo largo del boom, lo atraviesa en el centro, y sigue del otro lado y finalmente a lo largo del reflector para alcanzar otro anillo de soldar. La distancia, en todo el recorrido, entre el hilo y el tubo, debe mantenerse en 5 mm con gran precisión. El codo próximo al director se desnuda en algunos milímetros para permitir soldar al mismo un trimmer en serie de unos veinte picofaradios, al cual llega el alma del cable de alimentación, cuyo forro se suelda al centro del dipolo sobre un anillo previsto al efecto. La ganancia se estima en 6 ó 7 dB respecto a un dipolo, con una excelente directividad: relación adelante-atrás sólo 14 dB, pero atenuación próxima a 40 dB en las puntas.

La puesta a punto se realizará de una manera clásica, por medio de un emisor de baja potencia, un TOS-metro apropiado y un medidor de campo, dispuesto a altura de hombre sobre el suelo y alejado unos diez metros. Actuando sobre el trimmer se encuentra muy rápidamente su valor óptimo, que corresponde al mayor campo. En este momento puede ser reemplazado por una capacidad fija de igual valor. Ahora es cuando hay que armarse de paciencia para ajustar la longitud de cada elemento haciendo deslizar las correderas terminales del dipolo y del reflector simétricamente para aumentar el campo al máximo, lo cual no corresponde forzosamente a una radiación mínima hacia atrás. No hay que volver a actuar sobre el trimmer, pues cualquier modificación repercute en la resonancia del dipolo y del reflector.

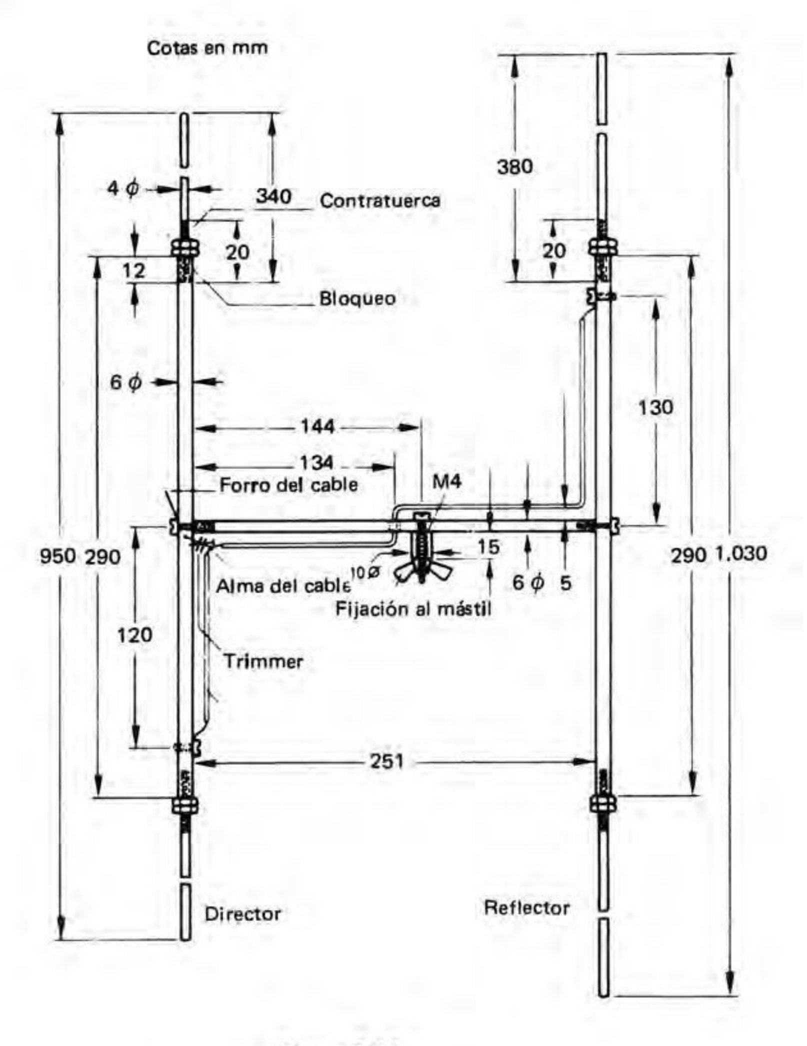


Figura 7.16

Finalmente, se debe llegar a un ROS muy bajo, comprendido entre 1,1/1 y 1,5/1, que corresponde a pérdidas enteramente despreciables.

Versión 432 MHz

Se basa en el mismo principio, con dimensiones unas tres veces menores, pero que hay que considerar como muy críticas. Contrariamente a lo que podría hacer suponer el dibujo de la Figura 7.17, los elementos y el boom son de tubo de cobre o latón de 5 mm, cortados con gran precisión a las dimensiones dadas y soldados en el mismo plano. La pieza de acoplamiento BNC está soldada en el

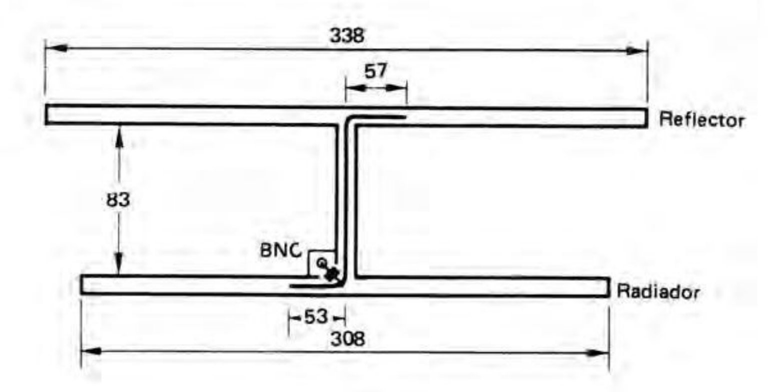


Figura 7.17

ángulo formado por el dipolo con el boom y sirve de soporte a una de las armaduras del condensador ajustable de 3 a 4 pF. La línea de desfase está constituida por un trozo de unos 20 cm de hilo plateado de 10/10 mm en forma de Z, que recorre los dos elementos y el boom con una separación uniforme de 4 mm. El hilo se suelda en cada extremo a cada elemento, y el condensador ajustable se conecta en el primer codo de la línea, teniendo muy en cuenta las dimensiones dadas, que son el resultado de una cuidada experimentación por parte del autor, Sr. Baumgartner (HB 9 CV).

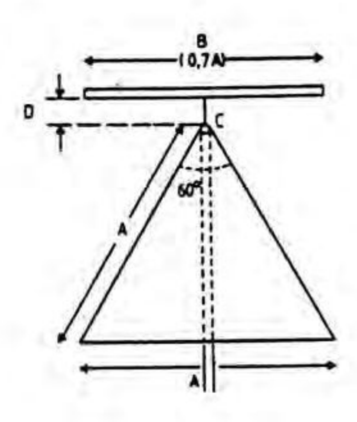
Versión 1.200 MHz

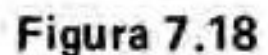
Extrapolando, también en la relación 3 a 1, se ha llegado a una versión adecuada a la banda de 23 cm, al menos para ensayos experimentales o enlaces a corta distancia, pero la ganancia es todavía superior a 4 dB. Las dimensiones son: reflector 112 mm, radiador 103 mm, boom 27 mm; puntos de conexión de la línea 19 mm y 17,7 mm respectivamente y separación entre ésta y los tubos 2,5 mm; valor del condensador ajustable 1 pF aprox. (Inspirado en UKW Berichte).

La antena Discone

Se trata de un sistema de banda muy ancha, fácil de realizar, que produce una radiación polarizada verticalmente. Esta antena presenta, a lo largo de la banda cubierta, una impedancia razonablemente constante que autoriza la conexión directa de un cable de 50 Ω, bajas pérdidas y una ganancia sensiblemente uniforme en una banda de varias octavas.

La Figura 7.18 reproduce su principio. De hecho, el aéreo está constituido por un disco superior sobre un cono del que está poco distante y totalmente aislado. La alimentación es disimétrica y el conductor interior del cable se une con gran precisión al centro del disco, mientras que el forro exterior se suelda




Figura 7.18

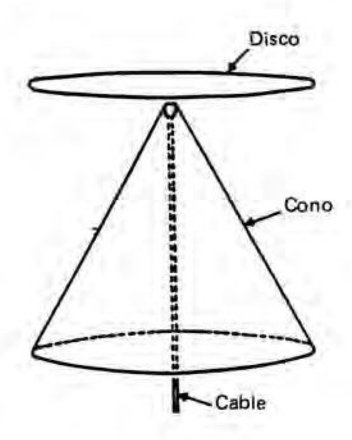


Figura 7.19

al vértice del cono, cuya generatriz (A) mide aproximadamente un cuarto de onda de la frecuencia **más baja** a utilizar. El vértice del cono está algo aplastado, presentando una pequeña superficie plana (C), suficiente para recibir un conectador del tipo SO239, o sea de unos 12 a 15 mm de diámetro. El disco superior (B) mide 7/10 de la longitud de la generatriz (A), y el intervalo (D) que separa el vértice del cono del centro del disco debe ser del orden del 20% del diámetro C, o sea de 2 a 3 mm, en todos los casos, para una alimentación por un cable coaxial de 50 Ω (Fig. 7.19).

Esta antena ha tardado mucho tiempo en penetrar en el mundo de los radioaficionados, si bien ha sido utilizada en numerosas aplicaciones de índole comercial o militar. Presenta la doble particularidad de ser omnidireccional, con una ganancia apenas mayor que la de un dipolo de referencia, pero una ancha banda pasante de 8 a 10 octavas, es decir, que la frecuencia superior es de ocho a diez veces la frecuencia más baja en la que se puede utilizar la antena, sobre lo cual hemos de hacer algunas observaciones: en efecto, aunque la proporción de ondas estacionarias es en general excelente, se la sitúa alrededor de 1,5/1 en la parte de las frecuencias de trabajo más bajas hasta 3 octavas aproximadamente. Por encima, el diagrama presenta en ciertos sitios algunos lóbulos y radiación muy baja sobre el horizonte. Esta ganancia puede caer hasta 3 dB por debajo de la de un dipolo, lo que es algo inquietante si se razona en términos de rendimiento. Pero hay situaciones en las que la posibilidad de trabajar de manera perfectamente omnidireccional en una ancha banda de frecuencias prevalece sobre la noción de eficacia a toda costa.

La realización de una tal antena de metal –aluminio, cobre u hojalata– sólo exige alguna habilidad en calderería y una solución ingeniosa para aislar el disco horizontal del cono, dando al mismo tiempo al conjunto una buena rigidez mecánica. Esto puede hacerse con un bloque de resina colado sobre el vértice del cono. (Un buen campo para ejercer el ingenio).

Pero es perfectamente posible sustituir el metal en hoja por metal perforado, celosía metálica o tamiz de latón, lo cual aligera considerablemente el conjunto y disminuye la presa al viento; pero se puede ir aún más lejos en este tema reemplazando el disco y el cono por sus propios "esqueletos" constituidos por varillas metálicas, y se llega a la forma corriente de versión comercial y profesional de la Figura 7.20. Está hecha en torno a un núcleo de realización bastante delicada, que sería conforme a la figura 7.21. Las varillas utilizadas lo son en número de 16 para cada elemento y están constituidas por tubo (o varilla maciza) de 6 mm, roscado en una longitud de 12 mm. Para una antena que cubriera de 80 a 800 MHz, la longitud de las varillas que forman el cono sería de 95 cm (incluida la rosca), y las que constituyen el disco medirían, incluida la rosca, 29,5 cm, y puestas en sus sitios en el núcleo formarían un círculo de 66 cm de diámetro. La disposición práctica para la realización del núcleo central, que es el alma del aéreo, está sacada de "VHF-UHF manual" 3ª edición, de 1976. Pero hay que reconocer que el problema mecánico no es de evidente solución para todos. Por ello podemos proponer a la curiosidad de los aficionados una antena Discone del mercado, de un modelo simplificado. Se trata de una producción ARMCO de Groningen (Holanda) distribuida por varios revendedores franceses. A distancia igual, la recepción de las emisiones en polarización vertical en la Discone es mejor que con una antena Yagi de 9 elementos horizontal, convenientemente orientada, lo cual es importante para el tráfico en los repetidores, que se puede recibir así al mismo tiempo sin ninguna maniobra de la antena.

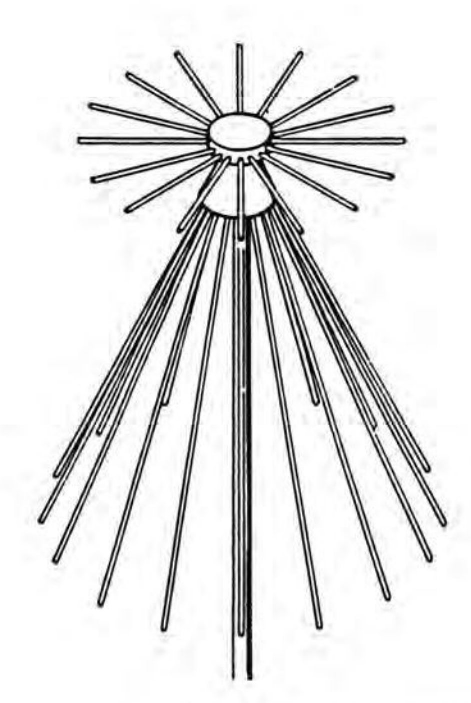


Figura 7.20

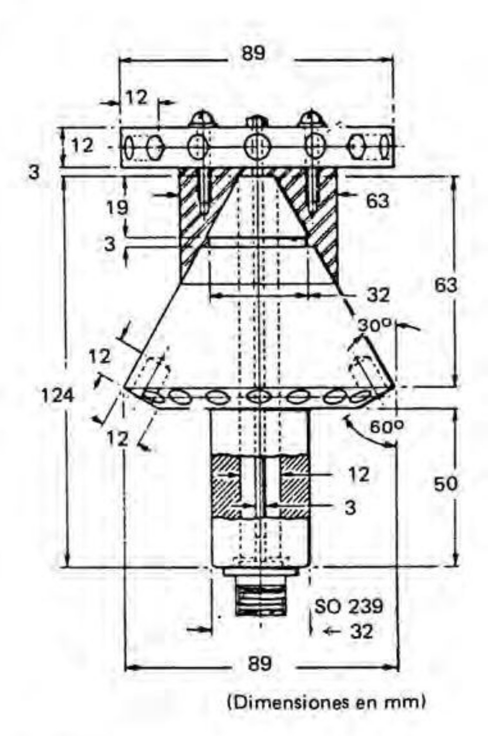


Figura 7. 21

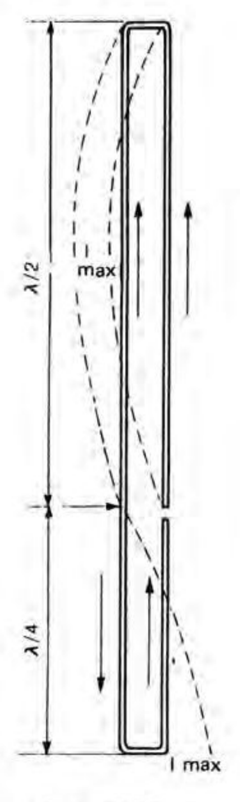
La Discone ARMCO se inspira evidentemente en los principios antes enunciados. Se presenta en forma simplificada, con sólo ocho elementos horizontales de 32 cm, lo que da un círculo de 69 cm de diámetro. Las barras oblicuas están también reducidas a ocho y miden 90 cm a partir del núcleo central. La potencia admisible es de 500 W y la impedancia de entrada 50 Ω, con una ganancia máxima de 3,4 dB respectp a un dipolo (al menos en las frecuencias más bajas). La gama cubierta va desde 70 a 680 MHz, o sea casi 10 octavas, fuera de cuyos límites el TOS aumenta muy rápidamente ("cut-off-frecuency" o frecuencia de corte). La conexión con un excelente cable coaxial de 50 Ω se efectúa por una pieza PL238 en una SO239 inmersa en la masa de aluminio del conjunto. Este cable atraviesa un tubo de 26 mm de diámetro que se fija en la cabeza de la antena por tres tornillos con punta y sirve de mástil de fijación.

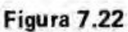
El peso total de la antena es de 1.600 g y la presa al viento es muy reducida. Nuestra opinión es que se trata de una antena muy interesante, a condición de no pedirle lo que no puede dar.

La antena "SLIM-JIM"

Esta antena, original en su forma, se debe a un aficionado inglés, G2 BCX, que posee la patente, pero nada impide construir uno o varios ejemplares para uso personal fuera de toda preocupación comercial.

Se trata de un dipolo plegado, de una longitud igual a λ /2, atacado en su extremo por un transformador de cuarto de onda de adaptación. La característica de este aéreo, que se parece a los principios de la antena J descrita en otro lugar (pág. 84), es menos la de presentar una ganancia espectacular, de la que no se ven las razones a priori, que de radiar con un ángulo de partida muy bajo sobre el horizonte. Se observará, además, que la antena no es tributaria de un plano de suelo y puede, por ello, ser montada en lo alto de un mástil o de un poste. La Figura 7.22 traduce su principio con un reparto de las corrientes a lo largo del cuarto de onda tal, que esta parte prácticamente no radia.




Figura 7.22

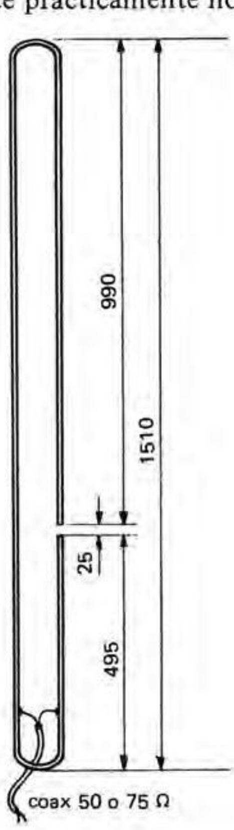


Figura 7.23

La antena está realizada, con las cotas de la Figura 7.23, de tubo de cobre o latón de 12 mm de diámetro. El cable de alimentación es de cualquier longitud y se fija a 102 mm de la base con el de 50Ω o a 120 mm con el de 75Ω. La separación entre los dos ramales es bastante indiferente; nosotros la hemos fijado en 60 mm de eje a eje. La puesta a punto consiste esencialmente en el ajuste de los puntos de unión del cable para obtener una proporción de ondas estacionarias lo más reducida posible, es decir, próxima a la unidad.

Capítulo 8

Medidas a efectuar en el reglaje de las antenas

En el curso de la puesta a punto de una antena se pueden tener que realizar ciertas medidas: corriente en los vientres de intensidad, en los feeders; tensión en los vientres de potencial; detección de ondas estacionarias; medida del coeficiente de ondas estacionarias; campo radiado por la antena; frecuencia de resonancia de ésta.

Medida de las corrientes

Se pueden emplear amperímetros de HF térmicos o de termopares. Estos aparatos dan indicaciones de valor absoluto y permiten cifrar la intensidad de la corriente de HF en el punto en el que se realiza la medida. Obligan a cortar el hilo o cable, con el efecto de perturbar el circuito, destruyendo su continuidad o su simetría.

Lo más corriente es hacer medidas comparativas, siendo interesante saber si el hecho de efectuar este o aquél retoque del reglaje aumenta o disminuye la corriente.

Para esta clase de medidas pueden emplearse medios más rudimentarios, de los que el más sencillo consiste en utilizar lámparas de incandescencia del tipo que se emplea en los cuadrantes, en los faros y en las luces rojas de las bicicletas, la luminosidad de tales bombillas varía en el mismo sentido que la intensidad de la corriente que las atraviesa. Se emplea generalmente el dispositivo de la Figura 8.1, que no obliga a cortar el circuito, y se separa A de B más o menos para obtener una luminosidad normal. En la ignorancia del valor de la corriente, se comienza con A y B muy próximos entre sí y se alejan progresivamente estos dos puntos. Deben escogerse lámparas de potencia lo más pequeña posible, por ejemplo las de luces rojas (1,5 V-0,9 A); la muy baja potencia consumida perturba poco el circuito estudiado.

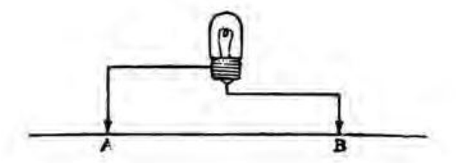


Figura 8.1. *Evaluación grosera de la intensidad en la antena con una lámpara de cuadrante*

Las bombillas tienen la ventaja de dar una indicación casi inmediata, mientras que los amperímetros térmicos se desvían muy lentamente.

También se puede utilizar un ondámetro de absorción (Figura 8.2).

Medida de la tensión

Para medir la tensión, el medio más sencillo consiste en emplear un tubo de neón en miniatura. La longitud de la parte iluminada aumenta con la tensión.

Investigación de las ondas estacionarias. El R.O.S.-metro

Este aparato tiene la ventaja de un consumo de energía despreciable, y puede ser conectado de modo permanente en una línea, en la salida de un emisor o en la base de una antena en curso de regleje. Sin embargo, sólo se puede aplicar en una línea coaxial. El principio simplificado es el siguiente: un trozo de línea de igual impedancia que la utilizada en el circuito exterior es acoplado a un hilo paralelo y llevado a masa en su centro por una resistencia de 47 Ω (para Z = 75 M) ó 68 Ω (para Z = 50 Ω). A uno y otro lado del punto medio, un diodo rectifica la tensión de HF inducida en el trozo de línea. Según que esta tensión aparezca en el lado de la fuente (sentido directo) o en el lado de la antena (sentido reflejado), un microamperímetro (5500 μA) conmutado entre uno u otro de los

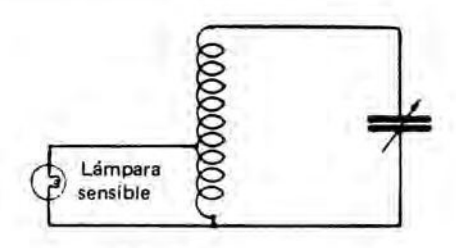


Figura 8.2. *Empleo de un ondámetro de absorción*

diodos y masa se desvía, tanto más enérgicamente cuanto mayor es la tensión inducida. En las condiciones ideales en que la tensión leída en el sentido directo es máxima, la tensión en el sentido reflejado es nula.

Las realizaciones de aparatos de esta clase, de los que ya desde hace algún tiempo no se puede prescindr, son muy variadas, pero todas se basan en el principio arriba expuesto.

1. *Realización simplificada (Fig. 8.3).*

Nosotros lo hemos realizado en un chasis metálico cerrado, de latón de 15 x 10 x 5 cm, y la disposición práctica adoptada es la de la Figura 8.5. Es importante conservar en el montaje una perfecta simetría y por ello hemos hecho figurar los dos ejes del panel frontal. Los zócalos de las clavijas de entrada y de salida están fijados en el centro de las caras laterales.

Versión simplificada

Figura 8.3. *R = 47 ó 68Ω - carbono - (1 W) - C1 - C2, cerámica 1000 pF botón. D1 = D2 = 0A85 ó similar. P = potenciómetro 10 KΩ. MA = 1 mA o menos*

Los condensadores-botones C_1 - C_2 se llevan a masa en los puntos C'-C'' situados a 32 mm del borde en el eje horizontal. El punto R está en el eje vertical y sirve para la puesta a masa de la resistencia. En cambio, el sitio del aparato de medida es indiferente.

La línea de medida de la Figua 8.4 está constituida por un trozo de cable coaxial de igual impedancia característica que la del que equipa la antena a ajustar (C.M.M. por ejemplo), y de una longitud de 185 mm, del que se habrá quitado el forro de plástico para dejar al desnudo la armadura metálica. Las operaciones sucesivas son las siguientes:

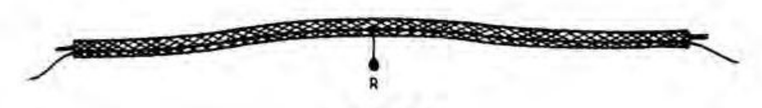


Figura 8.4

1ª) Tomar un trozo de alambre esmaltado delgado, de muy buena calidad, sin grietas ni raspaduras, de 0,5 mm de diámetro y unos 30 cm de largo.

2ª) Aflojando el forro metálico, hacer deslizar el alambre entre aquél y el dieléctrico del cable. Poner de nuevo el forro en su sitio.

3ª)En el centro exacto del trozo de cable, hacer una abertura en el forro y, mediante una aguja, sacar un poco del alambre delgado, con el que, una vez desnudado con tela de esmeril en algunos milímetros, se hará un bucle retorcido, destinado a recibir la resistencia R.

Sólo queda entonces poner en su sitio los demás elementos sin especiales precauciones, como no sea que el alambre delgado libre hacia D_1 -D_2 no debe pasar de 1 cm y que el forro desnudo debe ser soldado a masa en el punto exacto al que se ha llevado la resistencia de 47 Ω. El calibrado se hará como para el montaje que sigue.

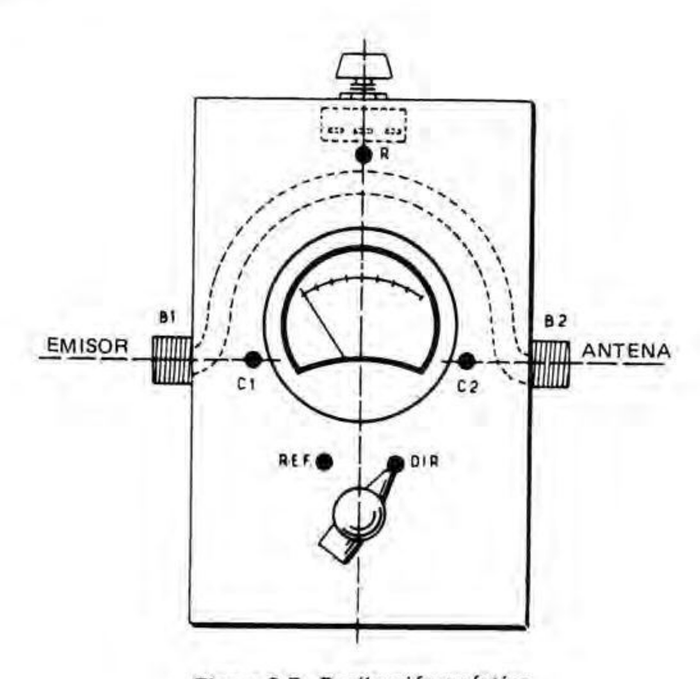


Figura 8.5. *Realización práctica*

2. *El Monimatch*

En este aparato, cuyo principio reproduce la Figura 8.6, la línea de medida y la línea de acoplamiento son rígidas.

El aparato comprende dos puentes dispuestos de espaldas uno a otro para medir la tensión inducida incidente y la tensión inducida reflejada por el simple manejo de un conmutador.

La sensibilidad del aparato, es decir, la corriente rectificada indicada por el aparato de medida exterior, aumenta con la frecuencia. Así, con una potencia aplicada de 50 W, el miliamperímetro exterior indica una lectura de 250 μA en 3,5 MHz, 1 mA en 7 MHz y más de 1 mA en frecuencias mayores. Es, pues, conveniente, o bien elegir un aparato de medida apropiado, o bien modificar el valor de la resistencia variable en serie para conservar un margen indispensable para una buena interpretación de la lectura de la tensión rectificada.

En la práctica, el tracanil central de latón o de aluminio tiene una sección de 16 mm y el conductor coaxial es un tubo de cobre de 6 mm cuyas extremidades están soldadas a dos clavijas coaxiales que permiten unir el "monimatch" al emisor y a la antena (o a una resistencia pura para el calibrado del aparato). El ramal exterior es un alambre de 15/10 mm situado paralelamente, de 28 cm de largo, llevado a masa en su centro exacto por una resistencia de 47 Ω (1 W) para una línea de 75 Ω, y de 68 Ω (1 W) para un cable de 52 Ω, y mantenido a 6 mm del conductor central por los dos diodos de germanio y la resistencia intermedia (Figs. 8.7 a y b y 8.8).

El calibrado del "Monimatch" se hace del modo siguiente: se cierra la salida por una resistencia igual a la impedancia característica de la línea que se propone utilizar. Esta resistencia debe ser no inductiva y se la podrá constituir por cierto número de resistencias de carbono en paralelo para obtener una desviación completa del microamperímetro.

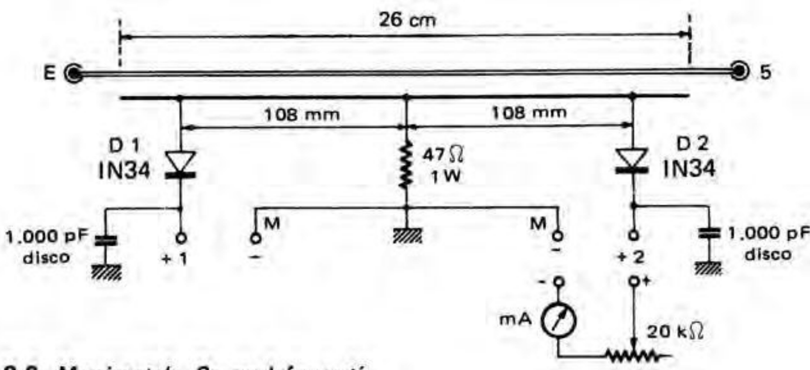


Figura 8.6. *Monimatch. Se podrán sustituir los diodos IN34 por modelos IN69 - OA85 - SFD108, etc.*

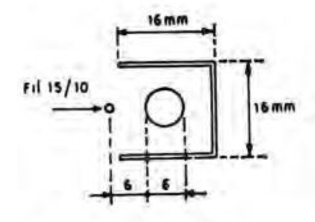


Figura 8.7b. *Perfil de la línea coaxial y de la línea de medida*

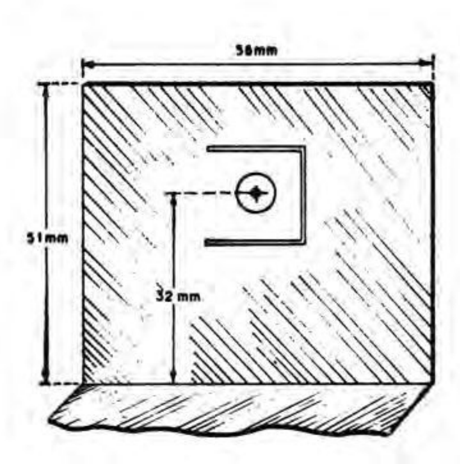


Figura 8.7a. *Montaje del tracanil*

Se unen el aparato de medida y su resistencia a los puntos 1 y M en el sentido conveniente y, estando en servicio el emisor, se hará variar esta resistencia de modo que se obtenga una desviación completa del microamperímetro. Se reducirá la potencia del emisor hasta que sea posible suprimir la resistencia en serie.

Se intercala entonces el aparato de medida entre M y 2. La desviación del microamperímetro debe ser ínfima, puesto que la carga no inductiva es igual a la impedancia característica de la línea. Se desplaza la toma D_2 hasta que ya no haya desviación y se suelda definitivamente.

Volver después el Monimatch conectnado la línea del emisor en S y la carga en E, y proceder del mismo modo para soldar definitivamente D_1.

El aparato, una vez puesto a punto de este modo, puede ser utilizado como ROS-metro y como indicador de potencia de salida.

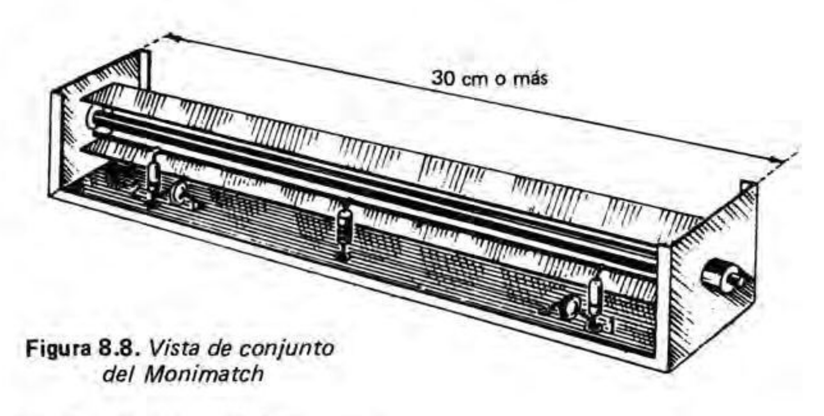


Figura 8.8. *Vista de conjunto del Monimatch*

El reflectómetro TOS-metro (Knight-kit)

Se trata de un aparato parecido al Monimatch, del que toma el principio. LLeva, no una línea de medida común, sino dos líneas distintas para "directo" y "reflejado".

Sabemos, en efecto, que cuando un cable de impedancia conocida; por ejemplo 75 Ω, se cierra sobre una carga no inductiva del mismo valor, toda la energía aplicada en el otro extremo se disipa, aparte de las pérdidas de la línea, en dicha carga. Es la definición de un régimen de ondas progresivas. Si esta carga es una antena, nos encontramos en las condiciones de funcionamiento ideal, puesto que toda la energía se aplica a la antena y es radiada por ésta. Si, por el contrario, esta carga difiere de la impedancia del cable, una parte de la energía, tanto más notable cuanto mayor sea la disparidad, después de alcanzar la carga tiende a volver a su punto de partida, lo cual da nacimiento a un régimen de ondas estacionarias.

Si la diferencia entre la impedancia de la carga (antena) y la del cable es pequeña, el régimen de ondas estacionarias es reducido y la potencia reflejada (o sea pérdida) es moderada. Pero en el caso de una disparidad importante, el régimen de ondas estacionarias es también importante y la potencia reflejada, notable. En efecto, las tensiones alternas que pasan a lo largo del cable en el sentido directo "encuentran" a las tensiones reflejadas que, al no estar en fase, se suman a las primeras en unos sitios y se restan en otros, creando lo contrario de un régimen de ondas progresivas: una acumulación de energía en ciertos puntos en un instante dado. Cuanto más importante sea la suma o la diferencia de estas ténsiones, mayor será la proporción de ondas estacionarias o ROS, o más corrientemente TOS, que se expresa por la fórmula siguiente:

$$\frac{E + e}{E - e}$$

en la que E representa la tensión directa y e, la tensión reflejada. De ella se deduce que cuanto más próxima de E sea e, más elevada será la proporción de ondas estacionarias.

El conocimiento de la potencia reflejada es de gran interés para el aficionado que auiera obtener de su estación el máximo rendimiento, y la lógica conduce, naturalmente, a procurar que esta energía perdida sea lo más pequeña posible. Para apreciar la potencia directa y la potencia reflejada se han realizado, bajo distintos aspectos pero siempre según los mismos principios, pequeños y sencillos aparatos llamados: comprobador de potencia reflejada, reflectómetro o TOS-metro (en inglés, SWR-meter).

LECTURA		TOS	Energía transmitida	Energía perdida %
Posición directa	Posición reflejada			
10	0	1	100	0
10	1	1,2	97	3
10	2	1,5	96	4
10	3	1,7	93	7
10	4	2,3	84	16
10	5	3	75	25
10	6	4	64	36
10	7	5,6	51	49
10	8	9	19	64
10	9	19	36	81
10	10	∞	0	100

Principio

Estando los cables coaxiales, por definición y por construcción, herméticamente cerrados, y siendo inaccesible el conductor central, se ha soslayado el problema –y el principio es el mismo en todos los aparatos de esta clase– realizando una línea coaxial muy corta, formada por un conductor central AB de diámetro bastante grueso (6 mm), encerrado en una caja cuyo fondo es retirable, lo que hace accesible el conductor central. Una pequeña línea ab de hilo delgado (15/10 mm) está acoplada al conductor central y se cierra a masa, del lado del emisor, por un diodo (Fig. 8.9) y el microamperímetro μA.

Cuando se aplica una tensión de alta frecuencia a la base de la línea en la que está insertado el aparato, el diodo D rectifica la tensión que aparece por capacidad en la línea ab, así como la tensión inducida, de sentido inverso, que se suma a la primera. Para una conexión correcta del diodo D, la línea "pick-up" ab pondrá en evidencia las partes positivas de la corriente de HF directa.

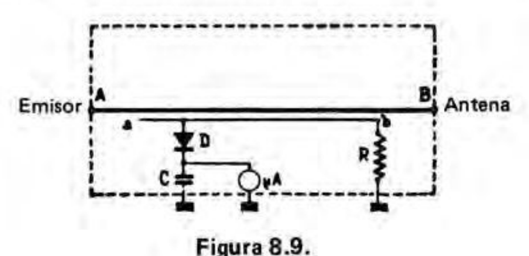


Figura 8.9.

Si además, como se muestra en la Figura 8.10, se da vuelta a la línea ab a a'b' –diodo del lado de la antena–, por la misma razón, la línea del acoplamiento y el diodo pondrán en evidencia las partes positivas de la corriente de HF inversa.

Este es el proncipio. En la práctica, nada se opone a que las dos líneas ab y a'b' estén montadas simultáneamente a uno y otro lado de AB. En cuanto al

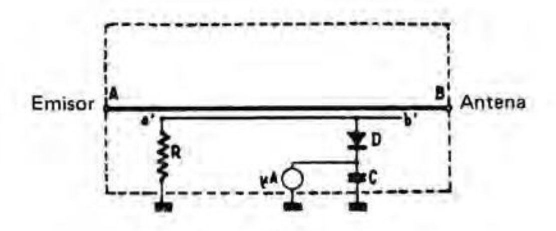


Figura 8.10.

aparato de medida (μA = 100 microamperios), puede, naturalmente, ser común y conmutarlo hacia D_1 (corriente directa) o hacia D_2 (corriente reflejada), lo que nos lleva a la Figura 8.11, que da el esquema de principio del conjunto que hemos realizado personalmente (Knight Electronics). Es evidente que la realización completa de un aparato similar no presenta grandes dificultades, pero la fórmula "kit" simplifica el problema y ofrece, además, la seguridad de un material probado y bien adaptado mecánica y eléctricamente, y la ventaja de una presentación y un acabado muy agradables a la vista.

Las características del TOS-metro Knight son las siguientes:

Frecuencia de utilización: 1,8 a 432 MHz.

Potencia de HF mínima de deflexión total: en 1,8 MHz, 45 W; en 432 MHz, 0,5 W.

TOS máximo: 20/1.

Potencia de HF máxima admitida 1 kW.

Pérdidas debidas a su inserción en una línea: despreciables.

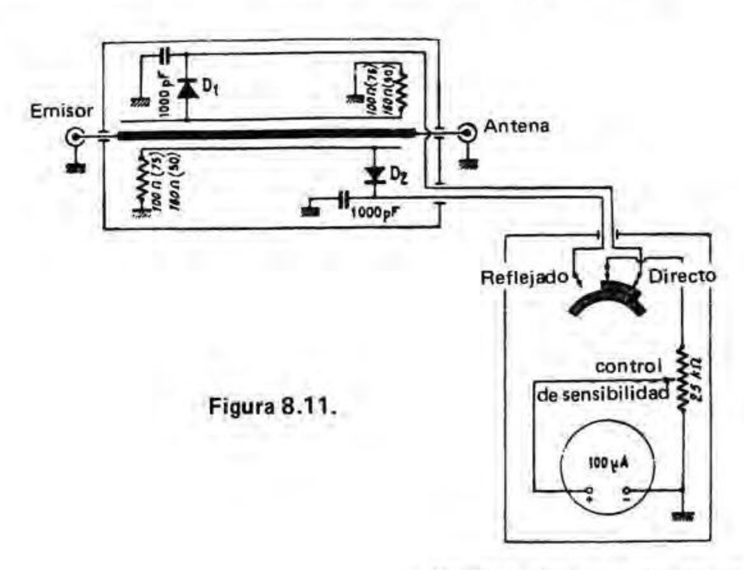


Figura 8.11.

Se observará que la lectura directa varía con la potencia incidente, lo cual es normal, y con la frecuencia, lo cual es lógico, puesto que la línea de acoplamiento, de longitud física despreciable comparada con una longitud de onda de 80 m, por ejemplo, resulta una fracción importante en las frecuencias elevadas (144 o 432 MHz). Un potenciómetro de 25 kΩ regula la sensibilidad y permite el tarado fácil y rápido. Un emisor de 25 W en 80 m, de una decena de vatios en las demás bandas decamétricas y de 2 ó 3 vatios en VHF, conviene muy bien para todos los reglajes.

Utilización

1. *Con carga ficticia.* Una tal carga es fácil de realizar poniendo en paralelo cierto número de resistencias de carbono (no bobinadas) para obtener una resistencia de 75 Ω (ó 52 Ω). Por ejemplo, cuatro resistencias de 300 Ω - 3 W en paralelo darán una carga de 75 Ω que puede disipar 12 W e incluso algo más si la medida se hace rápidamente (las resistencias de carga de los diodos son de 100 Ω). Cinco resistencias de 270 Ω - 3W ó 9 resistencias de 470 Ω - 2 W convendrán para una carga de 52 Ω, pudiendo disipar de 15 a 20 W y aún algo más (resistencias de carga de los diodos 160 Ω en este caso). Esta carga se conecta a nivel del aparato, del lado de la antena.

Esta medida se hará en primer lugar para familiarizarse con el aparato. Se regulará el emisor en la frecuencia máxima, conectado el TOS-metro en posición "forward" y sensibilidad reducida; después se aumentará la sensibilidad hasta llevar la aguja del microamperímetro a la división 10 al final de la escala. Al pasar a la posición "reflected", la aguja debe bajar rigurosamente a 0, lo que corresponde a un TOS de 1/1. Se observará que las lámparas de carga, utilizada frecuentemente, son de empleo desaconsejado.

2. *En una línea coaxial.* El sitio más lógico para insertar el TOS-metro, como acabamos de hacerlo, es el empalme de la línea con la carga, o sea el punto de alimentación de la antena, pero éste no es, evidentemente, el de acceso más cómodo. Por ello y sin ignorar que, en el caso de pérdidas muy elevadas, la lectura del TOS no será de un rigor absoluto, lo situaremos justamente a la salida del emisor, antes de cualquier filtro anti-TVI, si lo hay.

a) *Comprobación de la resonancia de una antena.* Si una antena está correctamente cortada para resonar en una banda, su impedancia es mínima en la frecuencia de resonancia. Si es demasiado larga o demasiado corta, da nacimiento a una componente reactiva o capacitiva que tiene como consecuencia una proporción de ondas estacionarias tanto mayor cuanto más alejada está la resonancia. Tomemos un ejemplo práctico: un dipolo cortado para la banda de 29 MHz. Acoplémosle al emisor a través del TOS-metro y pongamos la frecuencia en la parte baja de la banda de 28 MHz. Después de regular todos los circuitos para un máximo de salida en HF, llevemos la regulación de sensibilidad para obtener una lectura directa en el final de la escala. Pasemos a la posición "reflejada". La aguja del microamperímetro indica en la escala superior 2, lo que da una pro-

porción de ondas estacionarias de 2/1. Procedamos del mismo modo en 28,2, 28,4, 28,6, 28,8, 29, 29,2, 29,4, etc, después de calar el VFO, resintonizar los circuitos del emisor y recalibrar el aparato cada vez. Hallamos sucesivamente 1,7, 1,5,1,4, 1,3, 1,3, 1,5, 1,6, etc. Nada impide trazar una curva de los resultados hallados, en relación con las frecuencias utilizadas (Fig. 8.12, curva llena). Su examen es interesante: muestra que el TOS más bajo se sitúa en la cercanía de 28,8 MHz, que la línea y la antena no están perfectamente "concertadas" entre sí y que se ha de revisar el sistema de adaptación (doblete plegado, delta, gamma o T match).

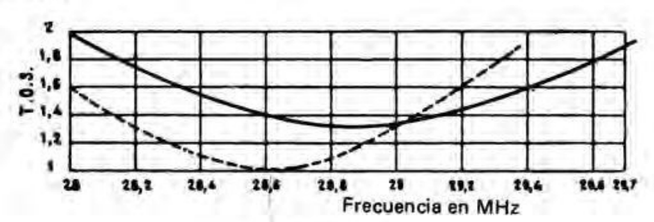


Figura 8.12.

La curva de trazos de la misma figura muestra el resultado de las medidas efectuadas en otra antena en la misma banda. Esta resuena en 28,6 MHz y parece estar bien adaptada (TOS próximo a la unidad). En cambio, la curva llena, algo más aplanada, indica para aquella antena una banda pasante más ancha. Además, podemos retocar la antena y su sistema de adaptación para hacer bajar el TOS, teniendo la precaución de comprobar que el calibrado en lectura directa sigue siempre correcto.

b) *Medida de la potencia relativa suministrada por un emisor.* El aparato, sin medir de un modo preciso la potencia en HF suministrada por un emisor, puede permitir apreciar las variaciones de esta potencia. Para ello, se pone el aparato en posición "forward" y se le une a la antena o a una carga ficiticia del tipo de la antes descrita; después se pone en marcha el emisor y se ajusta el potenciómetro de sensibilidad para leer 1 en la escala inferior. En este momento se procede a los reglajes y modificaciones proyectados y se hace una nueva lectura sin tocar el potenciómetro de sensibilidad. Si la aguja del microamperímetro sube más allá de 1, la potencia de salida ha aumentado. Si aquélla se fija en 2, la potencia se ha duplicado.

Si decimos que este aparato permite también ajustar los acopladores y medir las pérdidas en las líneas, podremos afirmar que el TOS-metro pertenece a la familia de los instrumentos de medida de los que el aficionado ilustrado no puede prescindir.

ROS-metro UHF

En los aparatos antes descritos, la longitud de la línea es despreciable en comparación con la longitud de onda de trabajo, si ésta no es demasiado corta.

Ello nos ha llevado a construir un aparato realmente previsto para las UHF. Para evitar todas las perturbaciones en el funcionamiento de la línea coaxial, es indispensable no crear ruptura de impedancia; por ello, la parte esencial del ROS-metro será un trozo de "cable" coaxial y, para tener toda facilidad para extraer la HF, haremos nosotros mismos este trozo de coaxial mediante un tubo y una varilla de latón o de cobre cuyas dimensiones están indicadas en la figura. Precisemos que la longitud no tiene ninguna importancia, pues la impedancia es respetada, sólo está dictada por la longitud de la caja. Tampoco es indispensable platear el metal.

Lo primero que hay que hacer es encontrar una caja o fabricarla con las dimensiones indicadas. Sin duda se podrá tomar una mayor, pero se evitarán dimensiones más reducidas, en que el instrumento casi toque al tubo. En nuestro caso hemos utilizado un instrumento del comercio, de precio muy abordable. Una vez encontrada la caja, se puede cortar el tubo y la varilla a las dimensiones de la misma. Atención: los diámetros tienen importancia. Se practicarán dos ventanas diametralmente opuestas en el tubo, como está indicado. Practicar también y roscar dos orificios a cada lado de las ventanas para fijar los apoyos aislantes. Se procurarán y escotarán dos tomas SO (Fig. 8.13), que deben entrar en el tubo con frotamiento suave. Horadar la varilla en cada extremo a un diamétro

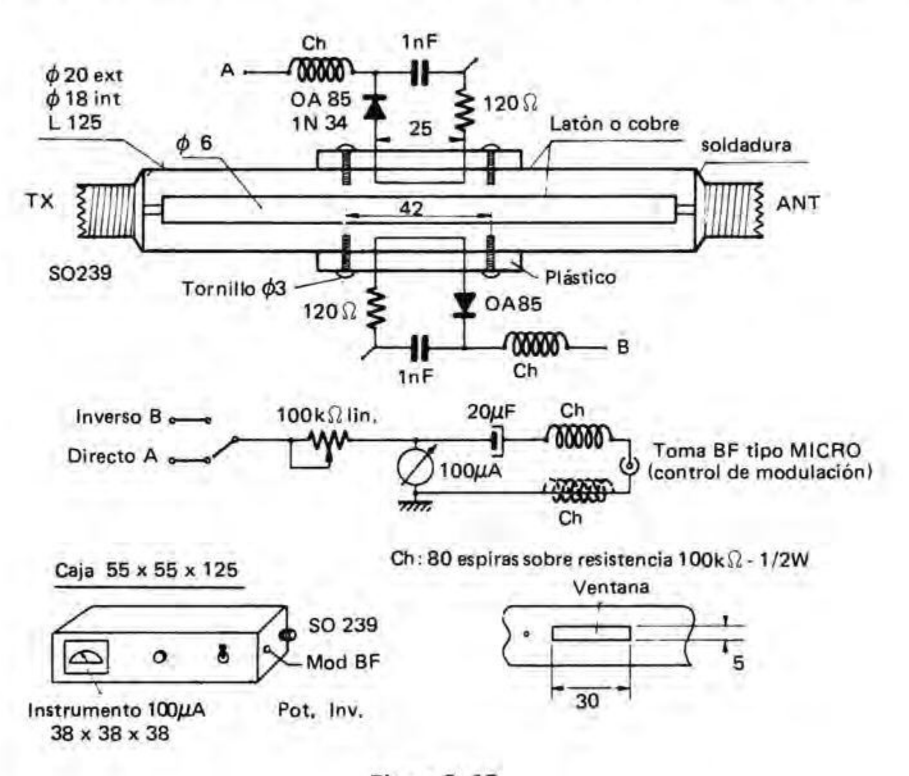


Figura 8. 13.

de 4 mm; entonces se puede ensamblar el sistema coaxial. Se comenzará por soldar la varilla a las tomas; se obtiene entonces un conjunto de la misma longitu que el tubo; introducirlo y soldarlo en cada extremo; hay que hacerlo con una llama de gas, pues el pequeño soldador de 30 W es insuficiente. Enfriarlo sin tardar. Se procurará una regla de discípulo, modelo pequeño, y se cortarán de ella dos trozos de 50 mm. Horadar como se ha indicado y hacer dos bucles idénticos de hilo de cobre esmaltado de 1,5 mm de diámetro. Horadar la caja como se indica en la figura. La toma BF es una "Anfenol" de tornillo para micro, de un modelo muy utilizado. Queda terminado entonces el trabajo principal; sólo resta proceder al cableado, muy sencillo. No se inmovilizarán inmediatamente los bucles, a causa de los reglajes. Se procederá como sigue:

Se tomará un pequeño emisor de 12 W en 144 MHz.

1) Se pondrá en "directo" y se regulará el potenciómetro de modo que se tenga una reserva de sensibilidad en caso de potencias pequeñas. No se vuelva a tocar el potenciómetro en el curso de los reglajes. Se cargará el ROS-metro con una carga ficticia de impedancia bien determinada (50 ó 70 Ω).

2) Se regulará el bucle "directo" para la desviación máxima, sin que la aguja llegue al tope; el reglaje es bastante puntiagudo.

3) Se pondrá el inversor en "reflejado" y se dará la vuelta al ROS-metro (invertir la salida de atena y la entrada TX). Se regulará el segundo bucle para la desviación máxima sin tocar el potenciómetro. Se repetirán las operaciones 2 y 3, pues reaccionan una sobre otra. Se inmovilizarán los bucles con una gota de cola. Con este aparato se pueden regular los emisores de transistores de pequeña potencia y hacerlos suministrar el máximo de HF a la antena. Recordemos la relación que da el ROS:

$$\text{ROS} = \frac{100 + \text{reflejada}}{100 - \text{reflejada}}$$

llamando 100 a la desviación máxima del instrumento, que puede ser de 100 μA.

Medida de la frecuencia de resonancia de una antena

Se puede comprobar la frecuencia de resonancia de una antena con ayuda de un "grid-dip". En la Figura 8. 14 damos el esquema de un aparato de este tipo. Existen numerosas versiones; las más prácticas para la medida de las antenas son, evidentemente, las que llevan su alimentación autónoma, es decir, los dípmetros de transistores.

El "dípmetro"

Es la versión transistorizada del grid-dip, o dicho de otro modo, de un oscilador del que se mide la corriente en reposo, que está influida por la absorción del

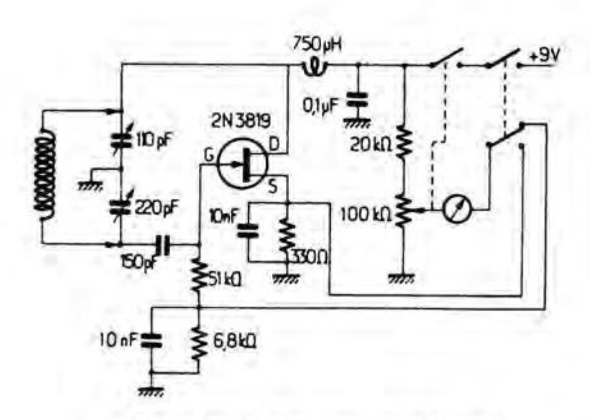


Figura 8.14. *Esquema de principio*

circuito sitonizado a ensayar, que está acoplado a aquél. Cuando ambos circuitos están en resonancia, la absorción del circuito pasivo produce un "dip" o variación rápida y muy puntiaguda de la corriente en régimen de oscilación normal. Se puede entender por circuito pasivo un circuito LC, pero también una línea resonante, una bobina de choque y una antena. Y como nuestro propósito en este libro es la realización de las antenas, trabajo que sólo se puede hacer sobre el terreno, es infinitamente más práctico emplear un dípmetro de alimentación incorporada, que no es el caso de los grid-dip de lámparas, cuya alimentación por la red constituye una traba para su utilización exterior.

Esta versión de dípmetro presenta la ventaja de estar equipada con un transistor de efecto de campo, cuyo funcionamiento es parecido al de una lámpara sin presentar sus inconvenientes.

El esquema de principio completo del dípmetro está indicado en la Figura 8.14. El transitor de efecto de campo es un 2N3819 montado en oscilador Colpitts, con condensador variable que asegura el acoplamiento entre el "drain", qu hace el papel de ánodo, y la "gate", que custituye a la rejilla, para el mantenimiento de las oscilaciones.

Toda absorción de energía en los bornes de la bobina osciladora exterior a la caja provoca un aumento de la corriente fuente-"drain". La resistencia de 330 Ω entre fuente y masa pone en evidencia esta corriente, y el montaje potenciométrico permite obtener una tensión en oposición en el galvanómetro para que éste sólo indique variaciones de corriente con una sensibilidad máxima.

En la posición "oscilador", que pone en servicio la pila de alimentación de 9 V, se observa una desviación ("dip") del galvanómetro acoplando el bobinado exterior a un circuito sintonizado, cuando la frecuencia de sintonía de dicho circuito corresponde a la del grid-dip. Conociendo la frecuencia del grid-dip. se conoce así la frecuencia de sintonía del circuito.

En la posición "diodo", se corta la alimentación y se utiliza la unión "gate"-fuente para detectar la señal alterna que aparece en los bornes del bobinado exterior cuando éste es acoplado a una bobina osciladora.

Un circuito impreso de 38 x 58 mm sostiene la mayor parte de los elementos del oscilador: transistor FET, resistencias y condensadores sobre la parte superior, y self de 750 μH y picos de unión a los otros elementos en la parte inferior, del lado del cableado impreso. La Figura 8.15 muestra el plano de cableado de las partes superiores del circuito impreso. Se observa en la figura el soporte "noval" para circuito impreso, para la conexión de las bobinas intercambiables. Este soporte atraviesa un agujero del lado posterior de la caja, siendo fijado el circuito impreso, después del cableado, paralelamente a este lado y a algunos milímetros de distancia por cuatro tornillos con separadores a causa de la ocupación de espacio de los elemntos de la parte superior del circuito.

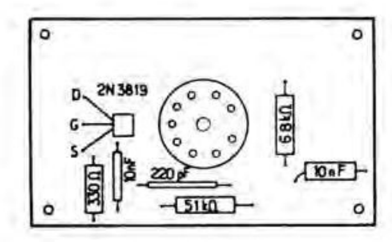


Figura 8.15.

Tres picos son unidos respectivamente a un haz de cuatro hilos (amarillo, blanco, naranja, azul); el hilo azul corresponde a la masa del circuito impreso. Señalaremos también un hilo desnudo de 10/10 que une la misma masa del circuito impreso al anillo de las láminas móviles del condensador variable de 110 + 220 pF, fijado directamente al fondo de la caja, sin olvidar, sobre las cabezas de los tornillos, una arandela en abanico y una arandela plana. Un manguito enlaza la self de 750 μH al mismo anillo del condensador variable por un condensador cerámico de 0,1 μF. Los otros dos picos sirven para los enlaces directos con los anillos de las láminas fijas de los bastidores de 110 y 220 pF del condensador variable, que no debe tener trimmer para no falsear el calibrado.

El condensador variable es de un modelo miniatura para receptor de transistores, y las bobinas están realizadas sobre mandriles Metox de poliestireno de 12 mm de diámetro fijados por un tornillo o pegados a un casquillo "noval", que permite prever varias bandas por simple cambio de bobina. Cada una de éstas está realizada con hilo esmaltado y espiras a tope, en el extremo del mandril del modo siguiente:

1ª banda: 1,5 – 4 MHz 60 espiras hilo de 30/100 mm

2ª banda: 4 – 10 MHz 25 espiras hilo de 30/100 mm

3ª banda: 10 – 25 MHz 8 espiras hilo de 50/100 mm

4ª banda: 25 – 55 MHz 4 espiras hilo de 10/10 mm

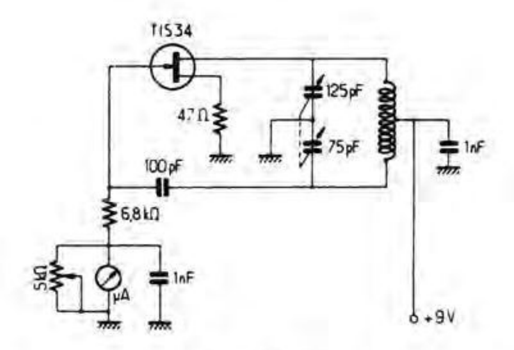


Figura 8. 16

Los límites de las bandas son a determinar por reglaje del núcleo magnético y diferentes según el tipo de condensador empleado. Se puede utilizar cualquier otro tipo de condensador variable de dos elementos.

Una segunda versión, que tiene un montaje poco diferente, está reproducida en la Figura 8.16. El transistor de efecto de campo utilizado es un TIS 34, versión "gran público" del anterior, en el que se mide la corriente de "gate" por medio de un aparato sensible sobre un vu-metro. Por ser también el condensador variable de un modelo miniatura, el conjunto es de volumen muy reducido. La corriente de "gate" es tanto más importante cuanto más energicamente oscila el circuito. Se sitúa en 50 μA o más y puede ser ajustada por una resistencia variable. Para obtener una oscilación uniforme a lo largo de una misma banda, las bobinas están realizadas en dos secciones y la alimentación se aplica en el punto medio. Las dos medias bobinas están realizadas con espiras a tope y están separadas entre sí 6 mm en los mismos mandriles. Se realizarán las bobinas como sigue:

1: 3 – 6 MHz 100 espiras hilo de 20/100 mm

2: 6– 15 MHz 50 espiras hilo de 30/100 mm

3: 15 – 32 MHz 18 espiras hilo de 50/100 mm

4: 30 – 80 MHz 4 espiras hilo de 10/10 mm

Finalmente, en la Figura 8.17 proponemos una tercera versión más elaborada y prevista más especialmente para "subir" en frecuencia. Comprende también un transistor de efecto de campo TIS 34 en un montaje Colpitts seguido de un amplificar de corriente continua cuyo "drain" pertenece a un puente de medida que está en equilibrio en reposo. Cuando se produce la oscilación, la corriente de "drain" del primer transistor es débil y, por el contrario, la de la "gate" es máxima. La tensión desarrollada en los extremos de la red de fuga de "gate" se aplica parcialmente a la "gate" del circuito de medida determinando su corriente de "drain". Gracias al potenciómetro de equilibrado de 100 Ω, se hace que la tensión en los bornes del microamperímetro, que está en diagonal del puente de medida, sea nula.

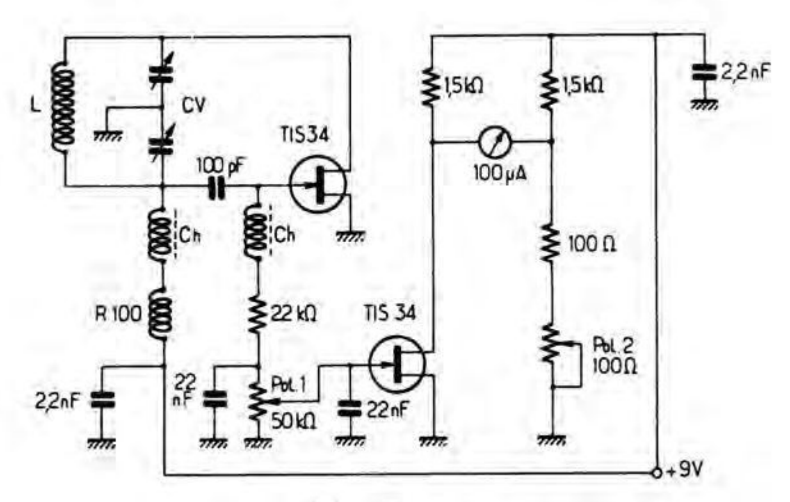


Figura 8.17.

Cuando se acerca la bobina L a un circuito sintonizado en la misma frecuencia, se produce una absorción que tiende a desincronizar el oscilador. Su corriente de "drain" aumenta y su corriente de "gate" disminuye. La tensión aplicada a la "gate" del circuito de medida disminuye y su corriente de "drain" aumenta también, lo cual desequilibra el puente de medida, pues al aumentar la caída de tensión en la carga de "drain", éste se vuelve menos positivo. El aparato de medida se desvía tanto más cuanto más abierto esté el potenciómetro de sensibilidad Pot 1.

Las bobinas ch están constituidas por 50 espiras de hilo delgado sobre una barrita de "ferroxcube", y el CV es de un modelo de 2 x 60 pF (un 2 x 100 pF daría bandas de exploración más anchas).

Las bobinas son intervambiables y están realizadas, como en los montajes anteriores, sobre mandril de 14 mm las cuatro primeras, cubriendo:

30 – 50 MHz 21 espiras a tope hilo de 30/100 mm esmaltado

50 – 80 MHz 7 espiras a tope hilo de 50/100 mm esmaltado

80 – 130 MHz 4 espiras, longitud 8 mm hilo de 10/10 mm

130 – 175 MHz 2 espiras, longitud 6 mm hilo de 10/10 mm

175 – 250 MHz alfiler del pelo de 2,5 cm de largo y 1,5 cm de ancho, hecho de una banda de latón de 4 mm de anchura.

Calibrado. Cualquiera que sea el tipo de aparato, el punto crucial es, evidentemente, la precisión del calibrado, que se hará, o bien por medio de un generador, o bien escuchando en un receptor de tráfico cuya precisión de lectura es suficiente.

Utilización. Las aplicaciones del dípmetro son múltiples: apreciación del coeficiente de sobretensión de un circuito, medida de bobinas y de capacidades, localización de una oscilación y, finalmente y sobre todo, en el caso que nos ocupa, reglaje de las antenas, trampillas, líneas, etc.

La longitud de un cuarto de onda o de una semionda cerrada se puede determinar como sigue: se corta, según cálculo y teniendo en cuenta el factor de velocidad, una longitud de línea o de cable con ligero exceso. Se cortocircuita un extremo y se cierra el otro por un bucle de una espira de hilo telefónico bajo forro de plástico. Este bucle tendrá un diámetro ligeramente superior al de la bobina del dípmetro. El "dip" de frecuencia más baja corresponde a la resonancia en cuarto de onda.

Ejemplo práctico: un trozo de cable coaxial de 7,50 m (K = 0,66) da el "dip" más bajo en

$$\frac{7,5 \times 4}{0,66 \times 2} = 22,50 \text{ m}$$

o sea 300: 22,5 = 13,2 MHz. Representa un cuarto de onda en la frecuencia de 13,2 : 2 = 6,6 MHz. Se encontrarán otras resonancias en 26,4, 39,6 y 52,8 MHz, para los múltiplos pares de cuarto de onda.

El mismo cable, abierto en su extremo libre, presentará "dips" en los múltiplos impares de la frecuencia, o sean 19,8, 33, 46,2, 59,4 MHz, que corresponden a los armónicos 3, 5, 7, 9... de la frecuencia.

Esta manipulación, tomada a la inversa, permite determinar con precisión el factor de velocidad de un cable o de una línea de característica imprecisa, de la que se conoce la longitud y la resonancia.

Del mismo modo se pueden poner a punto las antenas de cuarto de onda "ground-plane" o las empleadas corrientemente en los emisores móviles en decamétricas. Se sueldan provisionalmente en la base una simple espira que permite acoplar la bobina al dípmetro. Con una antena que tenga una bobina central, se lleva la base de la antena a masa por un cortocircuito provisional y se acopla el dípmetro a la self de la antena. Con las antenas de alambre o de tubo se procederá sensiblemente del mismo modo, en especial para el radiador, que será sintonizado en la frecuencia de trabajo, con el cable de alimentación desconectado.

Las trampillas pueden ser sintonizadas previamente, antes de ponerlas en su lugar, por simple aproximación del dípmetro, que se acopla muy fácilmente.

Finalmente, en una antena que esté alimentada por una línea o un cable de un número cualquiera de semilongitudes de onda, podrá medirse su resonancia en la base de dicha línea.

En la Figura 8.18 proponemos una versión parecida, comercializada en "kit" por la firma Amtron bajo la referencia UK 402.

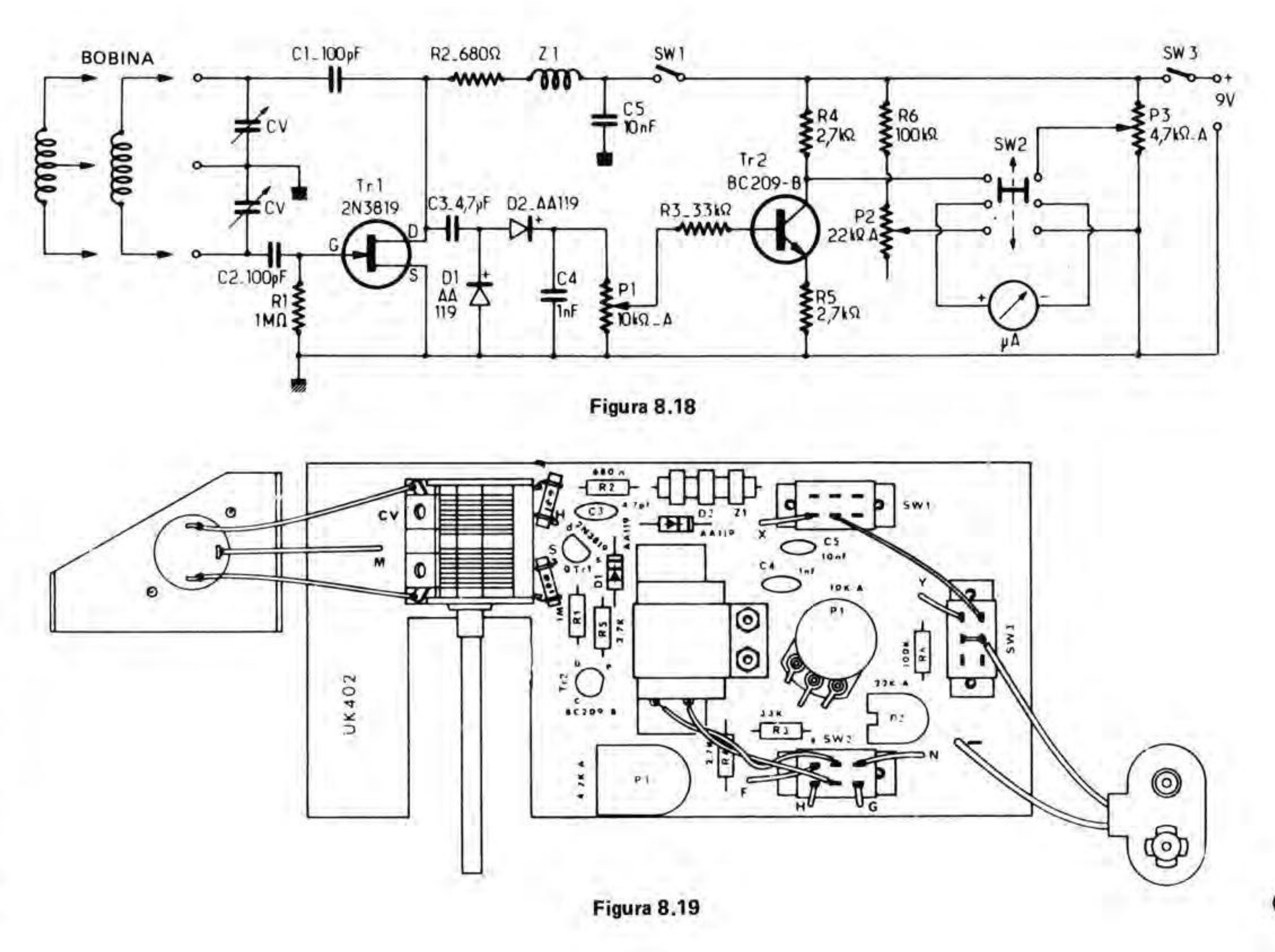


Figura 8.18

Figura 8.19

El oscilador es de tipo Colpitts, pero, a diferencia del montaje anterior, es de alimentación paralela del "drain", lo cual sustrae a la bobina y al condensador variable de toda tensión continua. Las bobinas, en número de cinco, cubren sin solución de continuidad una ancha gama de frecuencias desde 2,8 hasta 155 MHz con un coeficiente de recubrimiento de aprox. 2,5, que resulta del empleo de un condensador variable de 2 x 90 pF. La tensión de HF se aplica a un sistema rectificador duplicador de tensión, constituido por dos diodos AA 119 en cuya salida aparece una tensión continua que se aplica al potenciómetro P_1. En el cursor del mismo se extrae una tensión positiva ajustable que polariza el transistor amplificador de tensión Tr_2 (BC 209-B). El circuito colector de este paso pertenece a un puente equilibrado en reposo por el potenciómetro P_1.

En ausencia de señal, la polarización es negativa. En presencia de aquélla, la polarización se anula hasta el punto de hacer a la base lo bastante positiva para permitir el paso de cierta corriente entre el colector y el emisor. De ello resulta una bajada de tensión en el colector a consecuencia de la caída en la resistencia de carga R_4. Mediante el potenciómetro se regula la posición de la aguja del instramiento para hacerla volver sobre la escala. En el caso en que se observe una absorción en el circuito oscilante, la tensión positiva procedente del detector disminuye y así aumenta la resistencia del transistor Tr_2 y, en consecuencia, la tensión en el colector. Este aumento es señalado por la aguja del instrumento, que se desplaza hacia arriba. En este amplificador de acoplamiento directo, el efecto de la deriva se lleva al mínimo gracias al empleo de un transistor y de una contrarreacción suministrada por la resistencia R_5.

El potenciómetro P_2 sirve para llevar la aguja del microamperımetro al punto exacto de la escala en el curso del control de la tensión de la batería.

El interruptor SW_1 corta la alimentación del oscilador. Con el interruptor abierto, el instrumento funciona como detector de diodo, puesto que la señal captada por el circuito sintonizado es transmitida directamente a través de los condensadores C_1 y C_3.

El inversor SW_2 conmuta el instrumento entre el funcionamiento normal y la disposición para el control de la eficacia de la batería.

La Figura 8.19 reproduce al mismo tiempo la serigrafía del circuito impreso y la disposición de los elementos. La abertura que prolonga el condensador variable está destinada a dejar ver un tambor graduado de lectura directa para cada banda. Si bien sea más recomendado partir del material en "kit", el realizador podrá emprender, siguiendo los esquemas arriba expuestos, una realización personal de excelente resultado, con las bobinas que a continuación se indican:

2,8 – 7 MHz: 82 espiras a tope, hilo esmaltado de 6/10 mm, toma media.

6 – 13 MHz: 37 espiras a tope, hilo esmaltado de 8/10 mm, toma media.

11,5 – 27 MHz: 22 espiras, hilo esmaltado de 8/10 mm, longitud 36 mm.

26 – 64 MHz: 5 1/4 espiras, hilo esmaltado de 8/10 mm, longitud 8 mm.

60 –155MHz: 1,5 espiras, hilo esmaltado de 10/10 mm.

Diámetro de los mandriles (soporte de tres espigas): 16 mm.

Otro dípmetro muy sencillo

No son buenas todas las soluciones, y los dos reproches que se dirigen generalmente al "grid-dip" corriente son la falta de sensibilidad y los falsos "dips". La búsqueda de una solución mejor es lo que ha dado lugar al nacimiento de la realización transitorizada que se va a describir seguidamente y que, por lo demás se inspira muy de cerca en una versión de lámparas 6 C4 presentada hace unos veinte años en el "Handbook" del ARRL. El circuito es muy sencillo – y ésta es sólo una de sus cualidades– y el precio de costo del montaje terminado es realmente muy bajo. No podía ser de otro modo: un condensador variable, un transistor, un microamperímetro y algunos componentes corrientes y baratos bastan para realizar el aparato propuesto, que no comprende otra cosa que un oscilador Hartley cuya corriente de "gate" –pues se trata de un transitor de efecto de campo– se mide de modo permanente. Pero veamos cómo se articula todo esto en la práctica. El transistor-oscilador, que es el núcleo del montaje, es un Siliconix 2N5398; también conviene el MPF 107 (2N5486), pero puede que el 2N4416 dé muy parecido resultado. La elección final del transitor mejor adaptado se basará en el que presente la corriente de "gate" más elevada en reposo. Si la aplicación del aparato se va a limitar a 100 MHz, los TIS 34, TIS 88 y MPF 102 constituyen soluciones a un tiempo suficientes y aún más económicas.

Construcción

Se trata de traducir en hechos el esquema de la Figura 8.20 y nada más cómodo para ello que utilizar un circuito impreso elemental constituido por una placa cuadrada de vidrio epoxi, metalizado en una sola cara, de 24 mm de lado, dividida, como se muestra en la Figura 8.21, en 9 cuadrados de 8 mm de lado

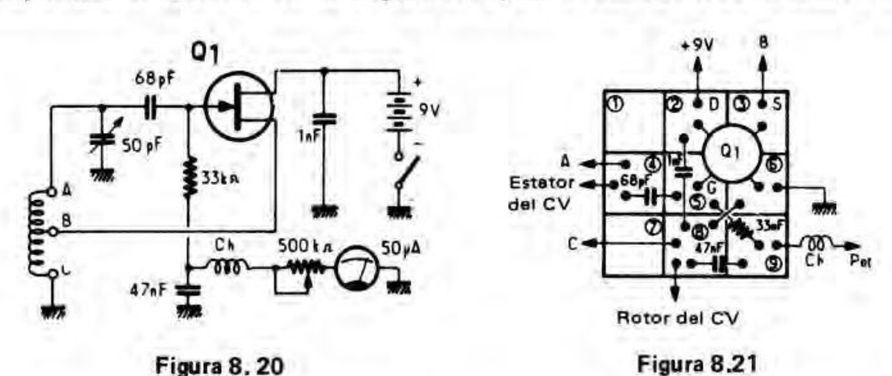


Figura 8. 20

Figura 8.21

mediante una hoja de sierre fina que se apoya en una regla, o un instrumento cualquiera de metal duro que destruya completamente el cobre en una anchura de algunas décimas de milímetro.

Por supuesto que se podría emplear la técnica del percloruro de hierro, familiar a los realizadores de circuitos impresos mucho más complejos. Los cuadrados numerados con 1 y 7 en la figura son inutilizados. Los cuadrados 6 y 8 se unen por un "strap" y figuran a la vez la masa del interruptor, de la batería de alimentación, del microamperímetro, de la bobina en servicio (C), del rotor del condensador variable, de los desacoplos y de la caja metálica del transistor. En 2 encontramos el "drain", su alimentación (+ 9 V) y su desacoplo; en 3, la fuente y la toma intermedia B de la bobina en servicio; en 4, la conexión directa al estátor del condensador que sirve de soporte, el punto caliente A de la bobina y el dondensador de enlace a la "gate" que llega al cuadrado 5, cuya resistencia de fuga (33 K Ω) llega al cuadrado 9, del que sale a la vez un desacoplo de la masa y una bobina de choque de 1 mH que termina en el circuito de medida.

El condensador variable es de un modelo miniatura de 50 pF o algo menos, que permite un recubrimiento de gama ligeramente superior a 2. Así, si la frecuencia baja de una gama es 5 MHz, la frecuencia más alta alcanzada se situará algo por encima de 10 MHz, y para cubrir de 2 a 150 MHz harán falta 6 bobinas de dimensiones críticas, convenientemente escalonadas para evitar soluciones de continuidad en las frecuencias cubiertas. Es evidente que con un condensador variable de mayor capacidad se podría obtener fácilmente un recubrimiento de 3 y reducir así a cuatro el número de bobinas. Pero no aconsejamos esta simplificación menor, que se traduce en dificultades de otro orden. En efecto, la posición de la toma intermedia que determina la reacción resulta más crítica a medida que se eleva la frecuencia, y las bobinas de VHF son particularmente críticas desde este punto de vista, en especial la que cubre la gama alta. Pero su forma de alfiler del pelo hace la modificación de la toma hasta el punto óptimo de las más fáciles. Un circuito LC, resonante alrededor de 100 MHz, sirve para los ensayos de "dip" hasta obtener la absorción más ancha posible.

Las bobinas se realizan sobre tubo de 25 mm de diámetro provisto de casquillo de cuatro espigas. Los casquillos de viejos tubos de la clase 80 (americana) o 5Y3 (octal), separados de la ampolla de vidrio y desprovistos de la acera de fiación, convienen muy bien y son de un precio mínimo. Se enchufan, naturalmente, en un correspondiente soporte fijado a la caja del aparato lo más cerca posible del transistor. El montaje mecánico es así muy estable y el cambio de bobina perfectamente seguro, con contactos francos.

Las bobinas a realizar, partiendo del material arriba indicado, se reparten según se indica al principio de la página siguiente.

Nada obliga a emplear soportes de diámetros como los propuestos. Evidentemente, el número de vueltas habrá que determinarlo experimentalmente. Se recordará simplemente que la inductancia de una bobina varía con el cuadrado del número de vueltas.

Banda de frecuencias (MHz)	Num. de vueltas	Hilo mm	Longitud del enrrollamiento (mm)	Toma (B-C)	Diámetro de la bobina (mm)
1 1,8 - 3,8	82	esmaltado 4/10	40	12	32
2 3,6 - 7,3	29	esmaltado 4/10	15	5	32
3 7,3 - 14,4	18	esmaltado 6/10	19	3	25
4 14,4 - 32	7	esmaltado 6/10	13	2	25
5 29 - 64	3 1/2	estañado 10/10	19	1	25
60 - 150; "Alfiler del pelo" de hilo 12/10 mm - longitud total 60 mm - anchura 16 mm. Toma a 51 mm (ver fig. 8,22).					

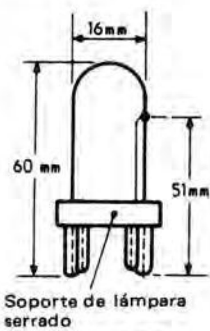


Figura 8.22

Calibrado

El medio privilegiado es, por supuesto, el frecuencímetro digital convenientemente acoplado, pero también pueden ser utilizados un receptor u otro dípmetro, en la medida en que sea seguro su propio calibrado.

Unas palabras para el aparato de medida: es un microamperímetro (0 a 50 μA) y está limitada la corriente en el mismo por un potenciómetro en serie de 500 K Ω que sirve para el reglaje del cero. El conjunto ha de disponerse en una caja metálica del tipo "minibox", que permite realizar un aparato realmente compacto y de reducidas dimensiones, permitiendo trabajar con una sola mano. En la mayoría de las bandas, el dip hace caer la corriente a los alrededores de 20 μA para un circuito sintonizado distante 25 mm de la bobina del aparato, lo que se traduce en una excelente sensibilidad.

Medida de la resistencia de radiación de una antena
Impedancímetro con generador de ruido

¿Cuántas veces los aficionados, enfrentados al problema de la creación y de la puesta a punto de un tipo particular de antena, habrán deseado conocer su impedancia exacta y sus componentes reactiva y capacitativa? Ciertamente el medidor de ondas estacionarias es capaz de poner en evidencia la situación más apreciada por el emisor, es decir, un mínimo de energía reflejada, pero de ningún

modo podrá permitir afirmar que la antena resuena correctamente; así es de compleja la noción de impedancia. Se han comunicado algunos métodos, pero pocos aficionados se han interesado en los mismos. Ello es de lamentar, porque cuando se conocen con precisión la resistencia y la reactancia, la mayoría de los reglajes de las antenas resultan de una gran secillez. El puente con generador de ruido es uno de los aparatos que permiten estos resultados, y el que nos proponemos describir presenta las características siguientes:

1) Medida de las componentes resistiva y reactiva de la carga con una precisión media de 3Ω.

2) Medida de la equivalencia de las impedancias complejas en cualquier punto de un círculo de ROS 5/1 en un diagrama de Smith para $Z_o = 50\Omega$.

3) Calibrado correcto entre 3 y 30 MHz sin recurrir a aparatos de medida de laboratorio.

4) Precio de costo muy modesto para un aparato de esta calidad, perfectamente reproducible si se siguen literalmente las instrucciones y consejos de realización que se dan en las líneas que siguen y si se tienen los medios de realizarlo por sí mismo.

El aparato y su empleo están esquematizados en el diagrama de la Figura 8.23. Este aparato se compone de cinco elementos: el generador de ruido, la impedancia de referencia y el puente están en el interior de la caja cuya alma es el puente de medidas. El receptor sirve de control visual y auditivo del equilibrio del puente, así como de la frecuencia de medida. La Figura 8.24 reproduce el esquema del puente propiamente dicho, que es el elemento maestro y crítico del aparato y cuyo funcionamiento puede explicarse como sigue:

La señal de ruido, de banda ancha, es inyectada en las dos ramas al mismo nivel, por intermedio de un transformador tórico T_1. La impedancia a medir se

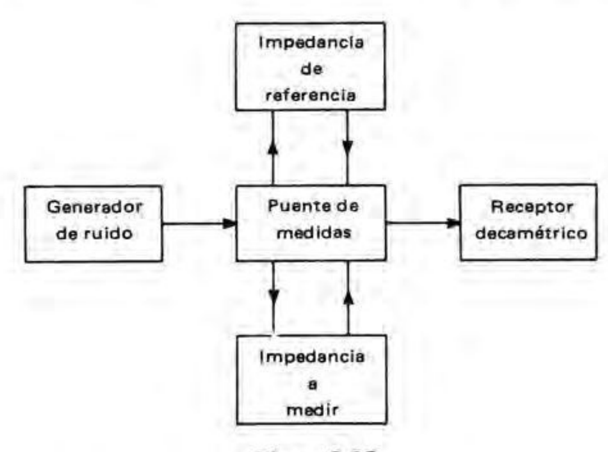


Figura 8.23

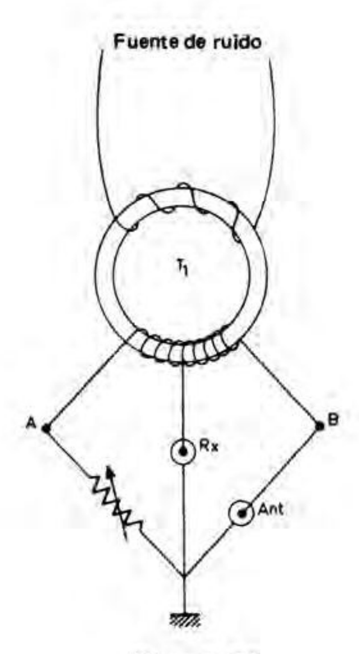


Figura 8. 24

une a R_x, y la salida "receptor" se conecta a la antena del receptor, puesto en la frecuencia en la que deben hacerse las medidas. R_p y C_p se ajustan para el mínimo de ruido o el "nulo" más perfecto, controlado al oído o con el S-metro. Los dos reglajes son más o menos afectados mutuamente; por ello se realizará el "nulo" óptimo procediendo por sucesivos retoques. Obtenido este resultado, la impedancia desconocida en R_x es igual a la representada por la combinación en paralelo $R_p - C_p$. Para apreciar los valores positivos y negativos, la posición "0" corresponde al medio recorrido de aplicación de las láminas, y en el retorno de la rama R_x hay un condensador fijo C_f cuya capacidad es igual a $C_p/2$, o sea el valor de la capacidad con las láminas a media aplicación. Con una resistencia pura en R_x, el puente está equilibrado cuando $R_p = R_x$. Del mismo modo se puede medir la capcitancia exacta por el instrumento.

Las ventajas más evidentes del sistema en puente son:

- frecuencia de medida conocida con precisión (la del receptor);
- abandono del sistema de inductancia variable difícil de realizar, pero posibilidad de medir las reactancias inductivas;
- muy débil amplitud de la señal de ruido, a causa de la gran sensibilidad del receptor.

Pero no le faltan inconvenientes:

- no hay lectura directa (en ohmios) porque el parámetro es función de la frecuencia;

- R_p y C_p están en paralelo, y son los parámetros-serie los más útiles;
- necesidad de un valor grande de C_p para ciertas medidas de bajas reactancias en frecuencias bajas. Estas apreciaciones negativas no son insuperables, en especial las dos primeras, pues siempre se puede calcular R_p y C_p. La última también puede resolverse mediante una astucia en el cálculo, sobre la que volveremos.

La Figura 8.25 representa un transformador de tres arrollamientos idénticos, pero como el primario no es simétrico, pues el acoplamiento entre primario y secundario es a la vez inductivo y capacitivo, el secundario tampoco lo es, contra toda apariencia. Por ello se llega a la fórmula de la Figura 8.26 en la que un cuarto arrollamiento, totalmente inoperante, se une a masa por un extremo y queda flotante por el otro. En máximo rigor, éste último debería cerrarse sobre una impedancia idéntica a la del último transistor del amplificador de ruido, pero se puede silenciar esta mejora.

El puente queda protegido de todo acoplamiento parásito por una pantalla metálica dispuesta entre el amplificador y el transformador tórico, pero los acoplmientos de HF por la masa son difíciles de descubrir y su influencia difícil de prever: el chasis de montaje pertenece al circuito del secundario, al que está unido mecánicamente, pero, tratándose de altas frecuencias, pueden inducirse corrientes directamente del primario, y en este caso, el acoplamiento primario-secundario por la platina es causa de disimetría. Por ello y como conclusión sobre este punto particular diremos que es necesario cuidar la puesta a masa del amplificador y del puente de medida para alcanzar la mayor precisión posible.

Pero, incluso si se respetan todas las precauciones, pueden observarse todavía algunas causas de disimetría.

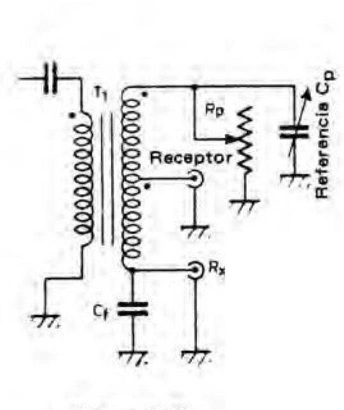


Figura 8.25

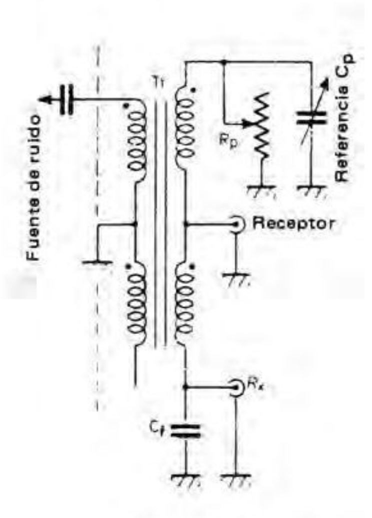


Figura 8. 26

Si se parte de resistencias de carbono de 150 a 200Ω, se puede constatar, por medio de un puente de medidas preciso, que estos componentes presentan una capacidad equivalente paralela muy baja (1 ó 2 pF negativos). Por ello pueden emplearse como patrones para apreciar la precisión del aparato a ensayar. En 3,5 MHz, una resistencia de 150Ω presenta una capacidad muy pequeña, pero en 28 MHz, la lectura, a partir de la misma resistencia, alcanza −10 pF y el valor de la resistencia queda falseado (valor superior al real). Permutando las salidas del secundario, el efecto es inverso (sentido del valor de la capacidad y valor de la resistencia menor que el real). Esta observación nos pone en camino de una solución rigurosa.

Construcción

La Figura 8.27 muestra una disposición totalmente satisfactoria, a partir de una cja de 130 x 60 x 60 mm asociada a dos enchufes normalizados SO 239. El condensador de referencia C_p es de un modelo miniatura de aire de 365 pF y el potenciómetro R_p es de un modelo lineal, de pista de carbono; debe presentar muy pequeña inductancia. Los compartimientos se disponen de tal modo que la pila de alimentación (9V), el amplificador y el interruptor estén aislados del circuito crítico del puente. El tabique de cobre, que sirve de pantalla, se pliega de modo que un extremo quede fijado bajo el potenciómetro, y los bordes laterales sobre los lados del chasis, a nivel de los zócales SO 239. La platina electrónica se fija del otro lado del tabique por pernos y virotillos.

El circuito, realizado conforme a la Figura 8.26, utiliza un toro Amidón T-50-2, sobre el cual se bobinan – con cuatro hilos a la vez – 14 vueltas por circuitos, de hilo esmaltado de 35/100 mm. Todas las conexiones deben ser cortas, a excepción de la del primario que se une al colector del último paso del amplificador, que pasa por un agujero del blindaje, practicado a nivel de la misma. Como ya hemos dicho antes, los sitios de los puntos de masa son críticos. Se llevan todos a la horquilla de las láminas móviles del condensador variable, que se une por un conductor aislado a la masa de la platina electrónica usando el

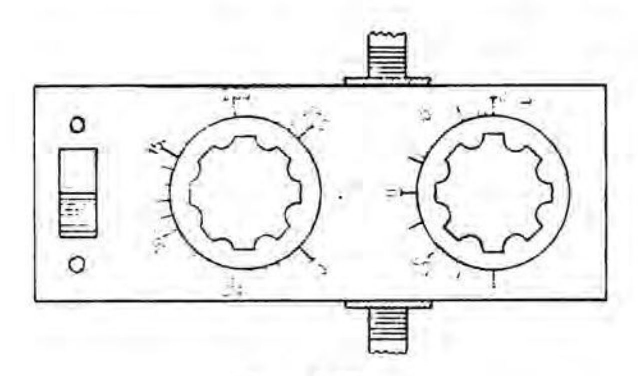


Figura 8.27

mismo agujero que sirve para el hilo esmaltado que viene del primario del bobinado tórico. La Figura 8.28 muestra la disposición compacta a adoptar para una mejor simetría.

En cuanto a la parte generadora y amplificadora de ruido, no precisa instrucción complementaria. Comprenden tres pasos en cascada de 2 N 2222, muy corrientes, montados en emisor común y convenientemente desacoplados para una perfecta estabilidad, presentando el conjunto una ancha banda pasante, con una carga de colector de 1 kΩ por paso y una resistencia única de 100 kΩ en la base.

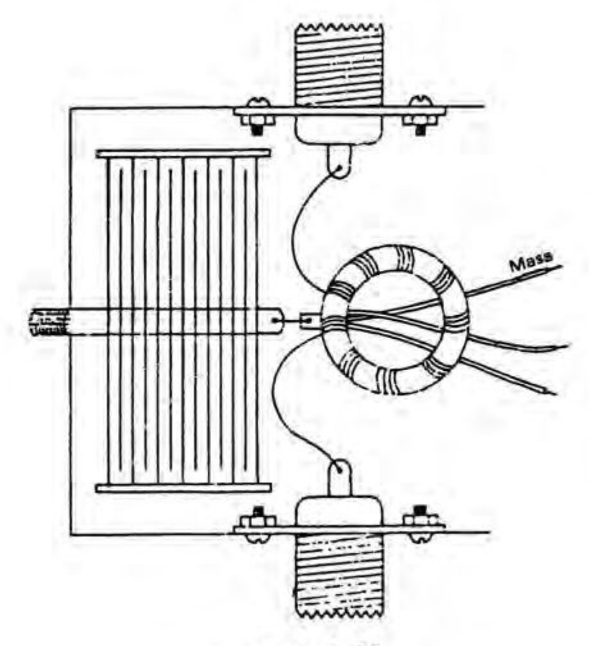


Figura 8. 28

La fuente de ruido es un diodo Zener de baja potencia, de 5,6 V. Convendrá ensayar con varios de ellos antes de una elección definitiva, siendo suministrada la alimentación por una batería miniatura de 9 V con conexión por presión.

Puesta a punto

La primera prueba se efectuará uniendo el borne del receptor a la salida "receptor" del aparato y dejando "en el aire" el borne R_x. Enseguida se pone de manifiesto un pitido enérgico, sensiblemente uniforme entre 3,5 y 30 MHz. En 10 metros, es todavía muy superior a S. 9.

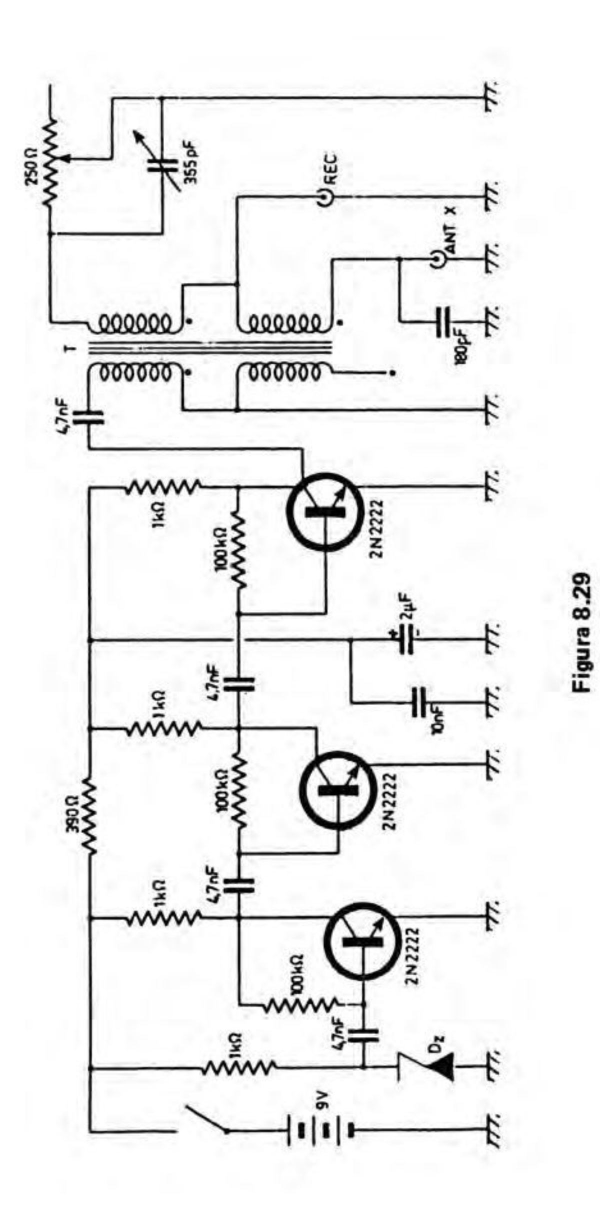

250 Ω
355 pF
REC
ANT X
180pF
T
4,7nF
1kΩ
100kΩ
2N2222
2µF
10nF
390Ω
Dz
9V

Figura 8.29

Como la rama última del puente está abierta, no puede haber equilibrio y, por consiguiente, no debe manifestarse ningún nulo.

Se pueden observar algunas variaciones de nivel haciendo girar a derecha e izquerda los ejes del condensador variable y del potenciómetro. Si no fuera así, convendría volver a ver el diodo Zener o la resistencia en serie o el propio amplificador. Si bien es aconsejable un osciloscopio, se puede uno contentar con un simple comprobador.

La segunda manipulación consiste en insertar en R_x una resistencia de carbono de 100Ω de hilos lo más cortos posible. Poniendo el receptor en 3,5 MHz aprox., debe obtenerse un nulo absoluto por sucesivos retoques de R_p y C_p. Se observará que R_p está en 100/250 = 40% de la curva del potenciómetro y que C_p se sitúa sensiblemente en la mitad del recorrido.

Con ayuda de un ohmímetro preciso, se empezará por marcar los 50,100 150 y 200Ω y después se dividirá el cuadrante en segmentos de 10Ω, como se muestra en la Figura 8.27, que reproduce el aspecto exterior del aparato terminado. A falta de un ohmímetro preciso, se partirá de resistencias no inductivas de 50, 100, 150 y 200 Ω para determinar primero estos puntos y después los puntos intermedios.

Del mismo modo, para calibrar C_p se puede uno ayudar de un capacímetro de precisión o, en su defecto, emplear condensadores de buena precisión (de preferencia de mica). Con la única resistencia de 100 Ω en R_x, la posición de C_p para el mejor nulo es el cero del cuadrante del condensador, en la banda de 3,5 MHz.

Por adición progresiva de capacidades de valores conocidos se determinan los puntos correspondientes a 50, 100, 150 pF y se subdivide cada intervalo con puntos de 10 en 10 pF, a ambos lados del cero central. La parte L (reactancia inductiva) corresponde a la parte en que las láminas están más aplicadas (180 a 360 pF). El sector C (reactancia capacitiva) corresponde a la primera mitad del recorrido del condensador variable (0 a 180°).

Para concluir con este resultado hace falta ahora suprimir provisionalmente el condensador fijo-patrón, de 180 pF, del puente de medida, pero mantener la resistencia de 100 Ω en R_x y añadir condensadores en paralelo hasta obtener un "nulo" (180 pF aprox.).

Retirando uno tras otro cada condensador se obtienen nuevos puntos de calibrado, pero no es necesario tener muchos, pues el trazado es perfectamente lineal.

La prueba ideal es medir en R_x una resistencia no inductiva de valor conocido, por ejemplo 150 Ω. El puente debe indicar, tanto en 3,5 MHz como en 30 MHz, 150Ω y 0 pF.

El mismo aparato, simplificado, existe comercialmente con la marca Omega y el apelativo TE7-01, con una zona de excursión de 0 a 100Ω.

El esquema de la Figura 8.30 es muy comparable al de la primera versión propuesta; los transistores son aquí 2 N 3563 (Fairchild) con frecuencia de corte elevada. Es sobre todo en el circuito de medida en el que el aparato es más somero, pero puede, no obstante, prestar grandes servicios sin alcanzar la misma precisión.

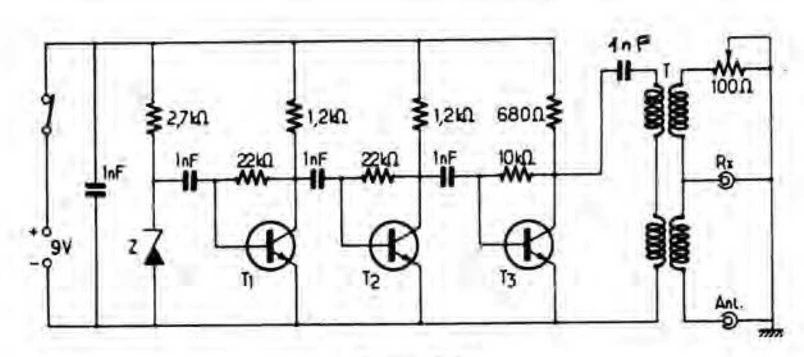


Figura 8.30

Utilización

Conectados el receptor, la antena y la pila interior, se recibirá en toda la banda un magnífico pitido de un nivel muy superior a S 9, que cubre positivamente todas las señales recibidas. Se sintonizará el receptor para obtener el ruido más débil o el mínimo de lectura del S-metro. Nos encontramos en la frecuencia de resonancia. Por ajuste del potenciómetro se tratará de anular o reducir este ruido. La regulación del receptor y la posición del potenciómetro nos dan en lectura directa la frecuencia de resonancia de la antena y su impedancia. Esta es la primera manipulación que se podrá realizar para familiarizarse con el funcionamiento del aparato. En efecto, una antena es un circuito resonante. Su impedancia es mínima en la frecuencia de resonancia y aumenta rápidamente a uno y otro lado, como muestra la Figura 8.31.

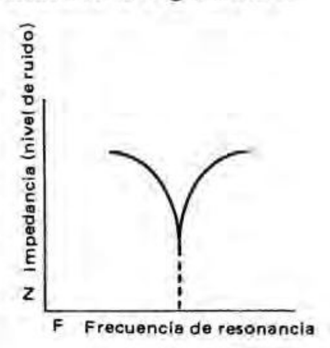


Figura 8.31

Será fácil deducir de esta medida en qué sentido se debe modificar la longitud de la antena y su adaptación para llevarla a una frecuencia de resonancia dada y hacer que presente una impedancia del mismo valor que la del cable que la alimenta, condición con la que la proporción de ondas estacionarias se reducirá al mínimo. Procediendo del mismo modo se podrán determinar con precisión las longitudes eléctricas de cable coaxial cuyo coeficiente de velocidad no se conoce con certeza. A continuación indicamos cómo se ha de proceder con el impedancímetro con generador de ruido utilizando un receptor decamétrico de todas las bandas:

1º) Tomar una longitud cualquiera del cable a definir (mínimo 3,5 m, máximo 60 m), proveerlo de una clavija coaxial miniatura en un extremo, la cual lo conectará al puente, y cortocircuitar el otro extremo.

2º) Unir el receptor a la toma RCVR del puente.

3º) Poner el potenciómetro en 0Ω y el interruptor en posición servicio.

Se recorrerá entonces toda la gama de 30 a 1,6 MHz cubierta por el receptor y se anotarán, según la longitud del cable, la o las frecuencias que correspondan a una extinción total del potente ruido generado por el aparato. Si se observan varios "nulos", es, evidentemente, el de frecuencia más baja el que hay que retener.

He aquí un ejemplo práctico: con un trozo de 25 m de cable coaxial 75 MD de "Câbleries de Lyon", hemos anotado "nulos" en 3.900 kHz, 7.800 kHz, 11.700 kHz, etc. que corresponden a longitudes de onda eléctricas de 76,92 m, 38,46 m, 25,64 m, etc. Siendo la semionda de la frecuencia más baja 76,92 : 2 = 38,46 m, el coeficiente de velocidad de este cable es 25 : 38,46 = 0,65, valor a partir del cual se podrá dimensionar cualquier línea de longitud crítica.

La fórmula sencilla que da el factor de velocidad será

$$K = \frac{F(MHz) = l(m)}{150}$$

Los demás "nulos", tanto más numerosos cuanto más larga sea la muestra a medir, corresponden a 2, 3, 4, etc. semiondas eléctricas.

La determinación de la longitud de un cuarto de onda o de una línea de media onda será entonces fácil y rápida, aun partiendo de un cable de características imprecisas, con el puente con generador de ruido. (Se recordará que una sección de cuarto de onda *abierta* en el extremo es equivalente, desde el punto de vista de los "nulos" observados, a una sección de media onda cortocircuitada).

Consideremos ahora la solución práctica de la puesta a punto de una antena. Este problema, que es típicamente el de los radioaficionados que se preocupan de la eficacia de su estación, puede quedar totalmente resuelto por medio del

puente de impedancia con generador de ruido, tanto por lo que se refiere a la resonancia del aéreo, lo cual es de capital importancia, como por lo que respecta a su adaptación a la línea, lo cual también lo es.

Supondremos, pues, que, utilizando datos dignos de fe, acabamos de construir una antena y tenemos que ponerla a punto, es decir, hacerla resonar en la gama de frecuencias elegida y adaptarla correctamente a un cable coaxial de 50Ω, por ejemplo. Esta antena será montada a bastante altura sobre el suelo y correctamente alejada de los obtáculos circundantes. Se tendrá también el mayor interés en que sea movible o fácilmente accesible, pues los retoques son siempre numerosos cuando se quiere obtener un resultado perfecto. ¿Hay que adaptar el cable y prácticar las medidas que permite el puente? Nada se opone a ello, pero hay gran probabilidad de que los valores obtenidos no signifiquen gran cosa. En efecto, la antena, por construcción, resuena ciertamente en una frecuencia diferente de la que se busca y... la adaptación de la línea queda por realizar. Nosotros vamos a desviar el problema y a eliminar la línea o, al menos, su influencia.

Sabemos, en efecto, que una línea de media onda presenta la propiedad de reproducir en uno de sus extremos la carga resistiva sobre la que se cierra en su otro extremo. En una primera etapa bastará, pues, cortar un trozo de cable de una longitud tal, que pueda unir el receptor a la antena y que tenga una longitud eléctrica de una semionda o *un múltiplo cualquiera de semiondas,* lo cual podrá obtenerse, bien por cálculo si se conoce el coeficiente del cable utilizado, o bien por medio del puente como se ha dicho más arriba (no olvidar cortocircuitar el extremo libre). Se comprobará entonces que cualquier resistencia no inductiva puesta en lugar del cortocircuito da en el puente un "nulo" para una lectura del mismo valor. Si se sustituye esta resistencia por la propia antena, se leerá a un tiempo en el puente su impedancia y en el receptor la frecuencia de resonancia que corresponde al mejor "nulo". De ello se deducirá si se debe aumentar o reducir la longitud del ramal radiante para llevarlo a resonancia en la frecuencia deseada. La medida con el "grid-dip" confirmará las observaciones hechas.

Queda entonces llevar el sistema de adaptación a una impedancia de igual valor que la del cable. También aquí será el puente la herramienta de control y nos informará en qué sentido hay que actuar. Hay que observar que cualquier modificación del sistema de adaptación se traduce a menudo en una modificación de la frecuencia de resonancia. Como uno y otra se miden en permanencia, se debe llegar poco a poco, a la vez a la resonancia buscada y a la impedancia (supuesta de 50 Ω) deseada. Cuando se haya alcanzado el resultado, el cable funcionará en régimen de ondas progresivas perfecto y se podrá cortar la línea a la longitud práctica más cómoda sin modificar el funcionamiento del sistema que, evidentemente, presentará una proporción de ondas estacionarias próximo a la unidad.

Así, todas las antenas pueden ser sometidas a medida: Quad clásicas, Quad multibandas, Swiss-Quad, anteans 'beam', simples dipolos, etc, y cualquiera que sea la adaptación: serie, shunt, delta, gamma, etc.

En conclusión: se trata de un aparato realmente útil, que ahorra tiempo y aclara con nuevas luces el problema de las líneas y las antenas y del que de ningún modo se puede prescindir si uno se niega a quedarse en el "más o menos".

Otras aplicaciones

Las utilizaciones de este aparato son numerosas en el laboratorio, pero la primera y más importante es la medida del valor y naturaleza de la impedancia de una antena. Como el aparato, por razones evidentes de comodidad, se sitúa siempre cerca del receptor, hay que tenerlo en cuenta para llevar los datos del problema a un ábaco de Smith. Si se emplea un circuito adaptador de tipo Transmatch o Zmatch, que se recomienda con frecuencia, el puente se conectará a la salida, entre el acoplador y la antena, con sus variables en las posiciones $R_p = 50\ \Omega$ (ó $75\ \Omega$) y $C_p = 0$ pF. Entonces y a partir del Transmatch se efectuarán, en la frecuencia de trabajo, los reglajes que den el "nulo" más perfecto. Cuando se alcance esta condición, el ROS estará muy próximo a 1/1, y la maniobra presenta dos ventajas interesantes, de las que la primera es que, por no estar aplicada la potencia al emisor, no hay riesgo de que la sufra el paso final a causa de la duración de la prueba, y la segunda es que, por no radiar el emisor, no causa ninguna perturbación intempestiva.

Finalmente, también sugerimos la medición de la inductancia de las bobinas de aire de valores bajos.

Medida del campo producido por una antena

Para regular las antenas emisoras, sobre todo las antenas directivas, es interesante poder medir el campo a una cierta distancia. Un sistema detector situado en los bornes de un circuito sintonizado y que acciona un aparato de medida permitirá obtener un valor relativo del campo según los reglajes efectuados en la antena.

La Figura 8.32 da el esquema de un comprobador de campo sencillo, que se podrá emplear para regular una antena emisora o para regular una antena receptora en las proximidades de una estación emisora. La sensibilidad del aparato dependerá de la antena que sea conectada al mismo y de la sensibilidad del cristal detector. Si la señal es intensa, servirá un cristal tipo IN 34; si la señal es débil, un cristal tipo IN 21 o IN 23 dará una sensibilidad muy superior. Estos últimos cristales son sensibles, pero se perforan con la menor sobrecarga. Habrá que actuar con precaución y asegurarse de que la señal a recibir no sea demasiado intensa. Se empezará por desintonizar el circuito del comprobador para reducir la intensidad de la señal recibida y después se sintonizará de nuevo con la vista puesta en el aparato de medida; si éste se desvía dema-

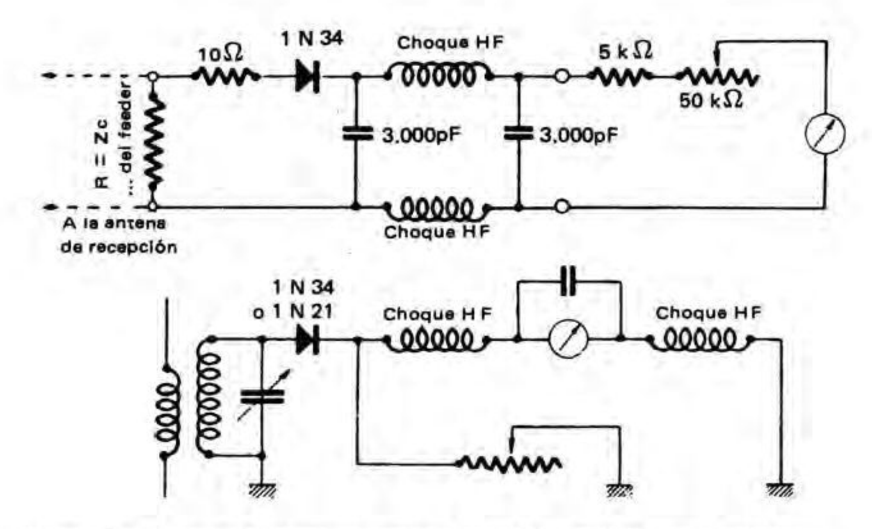


Figura 8.32. *Comprobadores de campo. Se podrán emplear como detectores los diodos de punta utilizados en detección T.V.*

siado, se reducirá la antena receptora conectada al comprobador o se alejará del emisor.

Cuanto más lejos del emisor se realice la medida, más valor tendrá ésta. No hay que efectuar medidas de esta clase a menos de una distancia de unas diez veces la longitud de onda de la antena emisora.

Se adoptarán las precaucions habituales en cuanto a la adaptación de las impedancias de la antena receptora al feeder y del feeder al comprobador si se quieren tener medidas comparativas de algún valor.

Si se desea medir el campo de una estación emisora alejada, habrá que construir un receptor sensible e instalar en él un aparato de control (tipo S-metro) que será graduado en milivoltios por metro con ayuda de un generador de salida calibrada. Las medidas comparativas de campo sólo podrán tener significación si se varía solamente un parámetro a la vez: distancia al emisor, antena receptora, altura de la antena, etc.

Medidor de campo muy sensible (Fig. 8.33)

Este sencillo aparato forma parte de los auxiliares que se desprecian con demasiada frecuencia cuando se trata de emprender su construcción y que resultan indispensables cuando se tienen a mano. Los servicios que puede dar nos anima a presentar un pequeño montaje que puede ser utilizado como frecuencímetro de lectura directa o como medidor de campo.

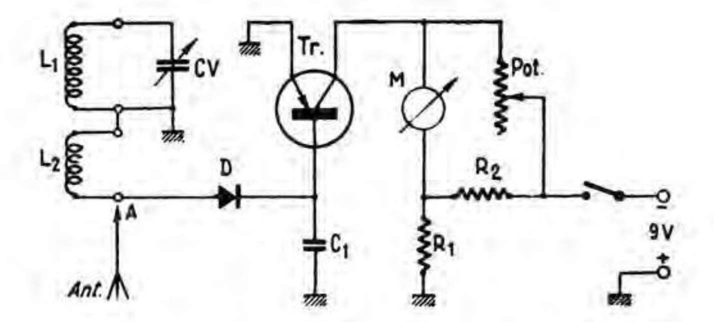


Figura 8.33. *CV = 75 pF (ver texto) - Cl = 1,200 pF cerámico - R1 = R2 = 1KΩ - Pot = 5 kΩ (taraje) - M = 1 mA (o menos) - D = 1N21 - Tr = SFT315 (u otro) - L1 - L2 (ver texto).*

Realización

Se trata, ante todo, de un circuito oscilante (CV-L_1) cuya estabilidad es su característica esencial. CV es un pequeño condensador varible procedente de los sobrantes, Hammarlund tipo APC, de 75 pF. Se le reconocerá entre los numerosos y variados modelos en que tiene 10 láminas fijas y 10 móviles. La bobina L_1 se realiza en tres versiones sobre mandril Metox de 14 mm de diámetro, de hilo esmaltado de 30/100 con espiras a tope pegadas sólidamente al barniz. La bobina L_2, realizada del mismo modo, se encuentra a 3 mm de la base de la primera.

Cada bobina se monta como muestra la Figura 8.34, en un casquillo de clavija "noval" para enchufar en un correspondiente soporte fijado en el aparato. De este modo, con el condensador variable de 75 pF, que da un cubrimiento de gama de "3", podemos cubrir desde 5 hasta 160 MHz con sólo tres bobinas.

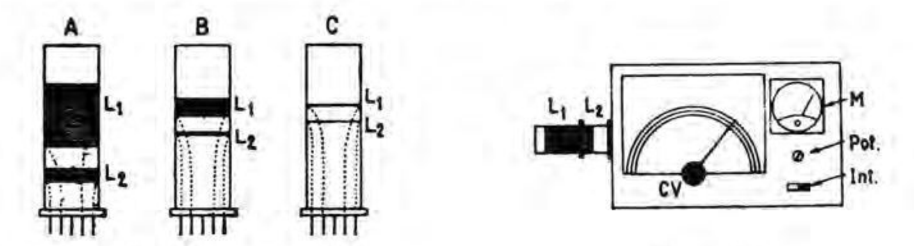


Figura 8. 34. *Disposición práctica* **Figura 8. 35.**

El circuito de medida es totalmente independiente del circuito oscilante, al que está acoplado débilmente por un arrollamiento aperiódico de algunas espiras. La tensión de HF inducida en L_2 por acoplamiento con L_1 es detectada por un diodo conectado en el sentido conveniente. La tensión detectada, des-

pojada de la componente residual de alta frecuencia por C_1, polariza la base de un transistor Tr en cuyo circuito colector se encuentra un miliamperímetro en puente. En reposo, el aparato de medida es tarado para tener una lectura nula. Cuando aparece una tensión de HF en el diodo, la tensión continua detectada, aplicada a la base, hace variar el gasto del transitor, lo cual destruye el equilibrio del puente y da una indicación medible. Desde la primera medida se observará que el circuito oscilante está muy poco amortiguado y que la lectura es extremadamente precisa, permitiendo considerar un calibrado directo en frecuencia.

El calibrado se hará de una vez para siempre por medio de un "grid-dip" o de un oscilador de bastante precisión provisto de un buen número de cuarzos; el ideal es, evidentemente, disponer del mayor número posible de puntos de medida.

	A	B	C
L_1	30	7	1
L_2	5	2	1
Frecuencias cubiertas (en MHz)	5-16	16-50	48-160

Para su empleo como medidor de campo se puede conectar una pequeña antena en A, lo cual tiene la ventaja de no perturbar la frecuencia del circuito oscilante L_1-CV y de seguir permitiendo una lectura directa de la frecuencia.

Utilización

La utilización es sencilla. Poner en servicio la bobina adecuada según la frecuencia de investigación y alimentar el aparato. Cundo L_1-CV resuene en la frecuencia de trabajo del circuito, la tensión de HF inducida en L_2 crece rápidamente y provoca un salto brusco de la corriente colectora.

Capítulo 9

Acoplamiento de la antena al emisor

El acoplamiento tiene por objeto transferir a la antena la energía de alta frecuencia del circuito oscilante del paso final del emisor, y ello en las mejores condiciones posibles, o dicho de otro modo, con el mínimo de pérdidas.

El paso final funciona correctamente cuando, estando el circuito oscilante sintonizado en la frecuencia a transmitir, dicho paso trabaja con una disipación y una corriente normales. Cuando esto se consigue, el acoplamiento de la antena es correcto.

Ello se transfiere a una adaptación de impedancia entre el circuito oscilante del paso de potencia y el feeder. Es bastante difícil determinar la impedancia del circuito oscilante, que es del orden de algunos miles de ohmios. Esta impedancia depende, además, de la relación tensión/corriente del paso final.

Para una potencia "input" de 100 W, el paso final puede funcionar, por ejemplo, con 1.000 V y 100 mA, o con 500 V y 200 mA, cuando se trata de tubos.

En el primer caso se trata de una impedancia ficticia de

$$Z = \frac{1\,000}{0{,}100} = 10\,000\ \Omega$$

En el segundo caso,

$$Z = \frac{500}{0{,}200} = 2\,500\ \Omega$$

Las impedancias reales son más bajas que éstas, pero son sensiblemente proporcionales a las mismas.

La obtención del acoplamiento correcto sólo puede conseguirse por una serie de tanteos.

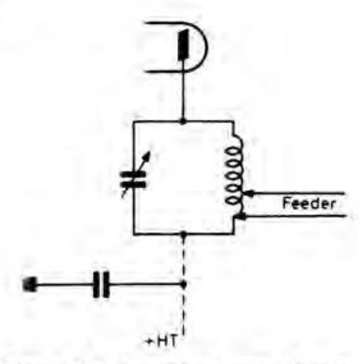


Figura 9.1. *Acoplamiento directo de un feeder de ramales paralelos*

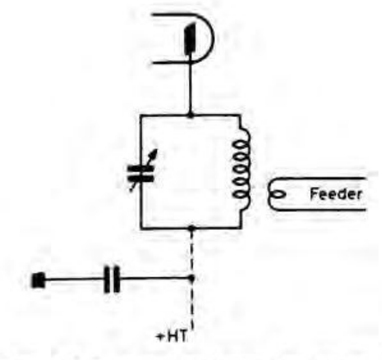


Figura 9.2. *Acoplamiento indirecto de un feeder de ramales paralelos*

Existen dos sistemas de acoplamiento: el acoplamiento directo y el acoplamiento indirecto. Se realiza un acoplamiento directo cuando la bobina de acoplamiento es una parte de la bobina del circuito oscilante. En cambio, el acoplamiento indirecto se hace por inducción entre la bobina del circuito oscilante y la bobina insertada en el extremo inferior del feeder (Figs. 9.1 y 2). Los distintos modos de efectuar el acoplamiento dependen del feeder empleado y de la constitución del paso final del emisor.

El acoplamiento de la bobina de antena se hace siempre *del lado frío*[1] de la bobina del circuito oscilante.

En la práctica, se ha de acoplar, o bien un feeder disimétrico (coaxial, feeder de Windom) a un paso asimétrico o simétrico, o bien un feeder simétrico (feeder de hilos paralelos) a un circuito simétrico o asimétrico. Las Figuras 9.3 a 9.12 muestran los circuitos a emplear en los distintos casos. Para las antenas con feeders sintonizados habrá que remitirse al Capítulo 3.

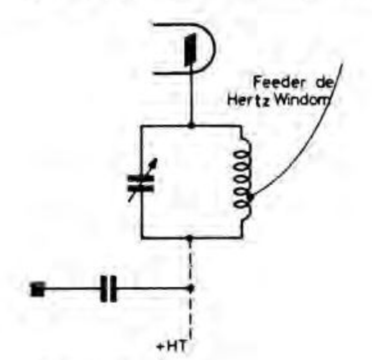


Figura 9.3

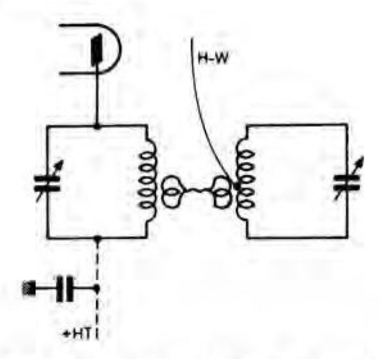


Figura 9.4. *Acoplamiento indirecto de una antena Hertz-Windom a un paso final único*

[1] El lado frío es aquél al que llega el desacoplamiento. En un circuito oscilante normal, está en el lado opuesto a la placa o al colector de un transistor. En un paso simétrico, está en el centro de la bobina.

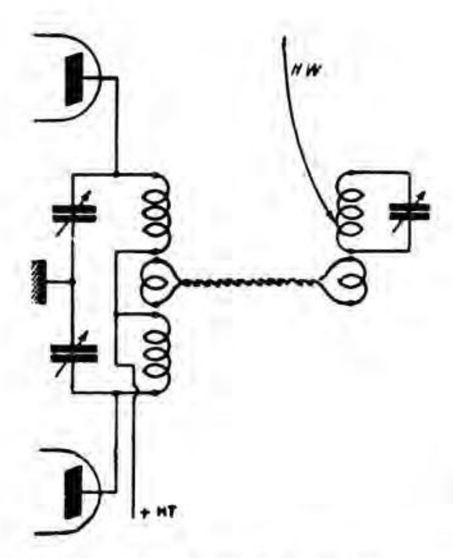


Figura 9.5. *Acoplamiento indirecto de una antena Hertz-Windom a un paso final push-pull*

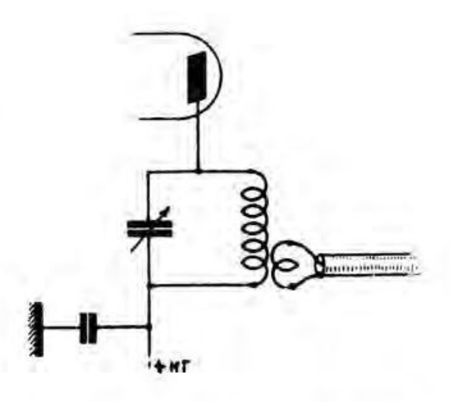


Figura 9.6. *Acoplamiento de un cable coaxial a un paso final único*

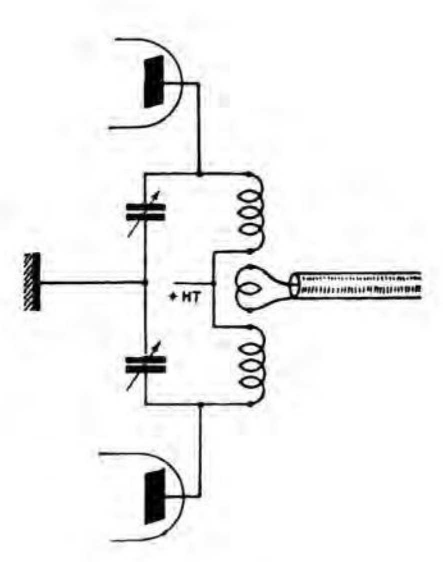


Figura 9.7. *Acoplamiento de un cable coaxial a un paso final pus-pull*

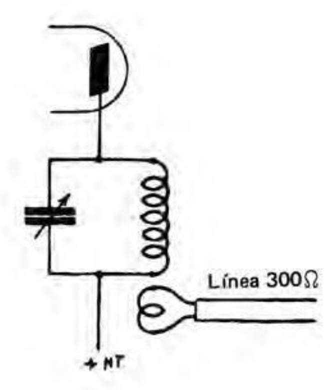


Figura 9.8. *Acoplamiento indirecto de una línea de 300 ohmios a un paso final único*

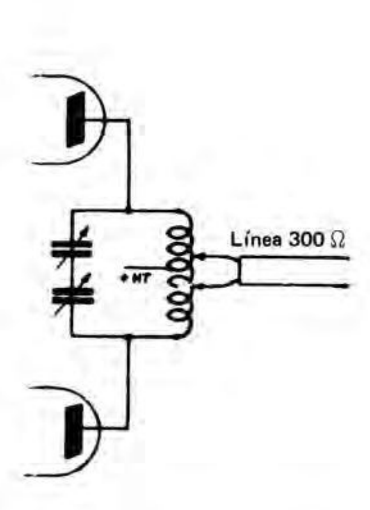


Figura 9.9. *Acoplamiento directo de una línea de 300 ohmios a un paso final push-pull*

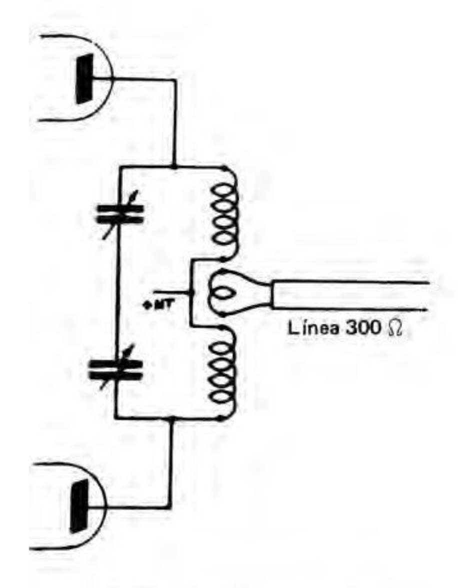


Figura 9.10. *Acoplamiento indirecto de una línea de 300 ohmios a un paso final push-pull*

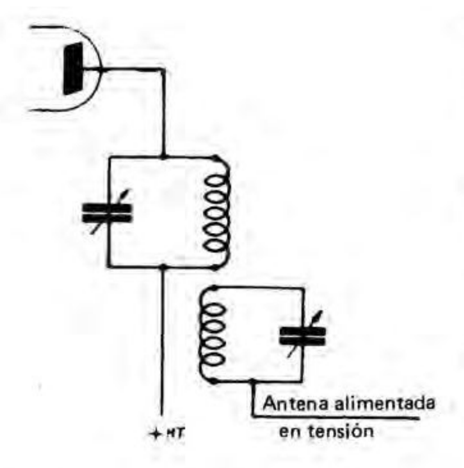


Figura 9.11. *Acoplamiento de una antena alimentada en tensión a un paso final único*

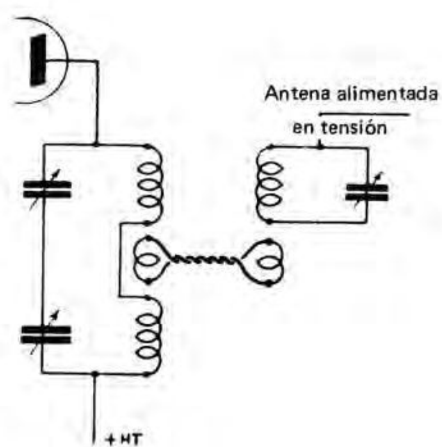


Figura 9.12. *Acoplamiento de una antena alimentada en tensión a un paso final push-pull*

En las figuras 9.4, 5 y 12 se emplea, para acoplar los dos circuitos oscilantes, una línea constituida por dos hilos retorcidos, o mejor, por dos hilos paralelos bastante próximos entre sí, tipo línea de 300 ohmios.

Los bucles de entrada y de salida deben ser parecidos y comprender cada uno una o dos espiras, según los casos. La primera puede estar fija respecto a uno de los circuitos oscilantes, y la segunda más o menos próxima al otro.

¿Cómo se ajusta el acoplamiento? se dispone de dos medios: o bien aumentar o reducir el número de espiras de acoplamiento, o bien hacer variar la distancia entre dichas espiras y el circuito oscilante para aumentar o reducir el flujo que las atraviesa. Con el montaje directo sólo se puede aumentar el acoplamiento aumentando el número de espiras comrendido entre el punto frío y la toma variable; cuanto más se aproxime la toma a la placa, más aumentará el acoplamiento (Fig. 9.13). Con el acoplamiento indirecto, se emplea, en general, un número fijo de espiras que se alinean más o menos con las espiras del circuito oscilante (Fig. 9.14). Si estando la bobina de acoplamiento en la posición de máximo flujo el acoplamiento es insuficiente, hay que aumentar el número de espiras de dicha bobina.

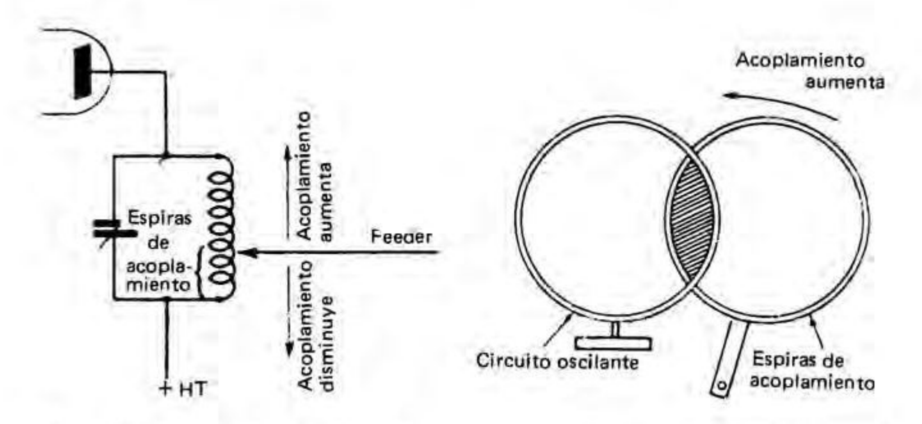


Figura 9.13. *Con un acoplamiento directo, el grado de acoplamiento aumenta alejando el feeder del + HT*

Figura 9.14. *El grado de acoplamiento es proporcional a la superficie rayada*

El acoplamiento directo tiene el inconveniente de poner la antena bajo tensión (en el caso general en el que la placa del paso final está unida, sin sistema self-capacidad, al circuito ocilante), lo cual es muy peligroso; además, facilita la radiación de los armónicos producidos en el circuito oscilante. Se prefiere, pues, el acoplamiento indirecto siempre que sea posible.

Cuando se emplea el sistema de la Figura 9.14, el acoplamiento tiene lugar no sólo inductivamente sino también por capacidad, lo cual favorece la radia-

ción de los armónicos para los que el punto frío de acoplamiento se convierte en punto caliente. Se puede eliminar este inconveniente con una pantalla de Faraday unida a tierra y situada entre la bobina de acoplamiento y la bobina del circuito oscilante (Figs. 9.15 y 16). También se puede emplear una espira de acoplamiento blindada (Fig. 9.17) hecha de cable coaxial.

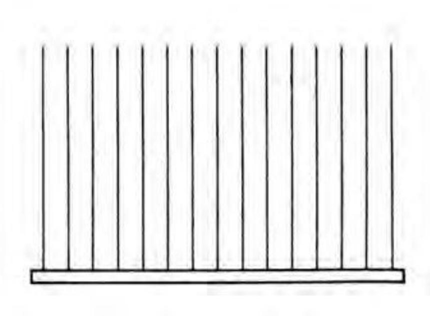


Figura 9.15. *Pantalla de Faraday. Todos los hilos están soldados abajo*

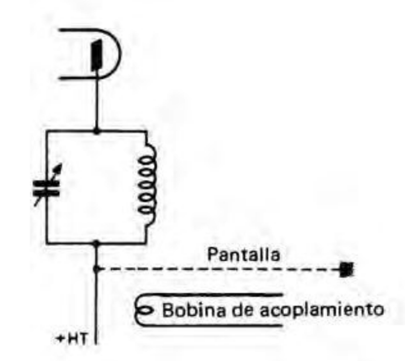


Figura 9.16. *Montaje de la pantalla de Faraday entre el C.O. del paso final y la bobina de acoplamiento*

Acoplamiento por filtro Collins

Este sistema de acoplamiento es ajustable por capacidades variables en lugar de selfs variables (Figs. 9.18 y 9.19).

El condensador C_1 no hace más que restablecer la sintonización del circuito. Actuando sobre C_2 y haciendo simultáneamente la corrección por la maniobra de C_1 se hace variar la impedancia en la salida del filtro y se puede así hallar una impedancia que corresponda a la del feeder.

Examinemos el esquema de la Figura 9.18: tenemos una self L y dos capacidades C_1 y C_2 unidas a la masa del emisor. La self L es sintonizada en la frecuencia del emisor por las capacidades C_1 y C_2 en serie. Si se cambia el valor

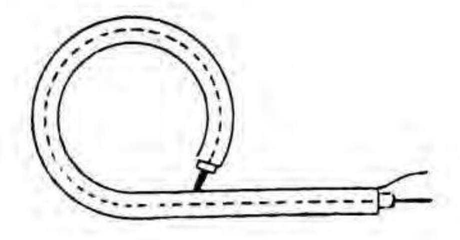
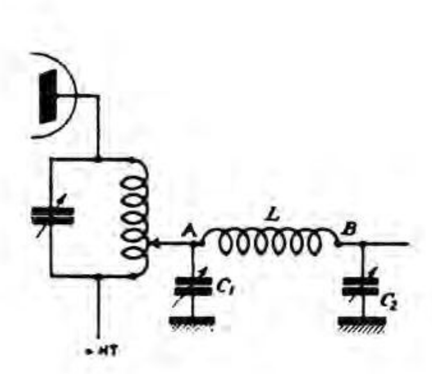


Figura 9.17. *Empleo de una espira de acoplamiento blindada realizada con cable coaxial*



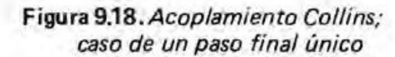


Figura 9.18. *Acoplamiento Collins; caso de un paso final único*

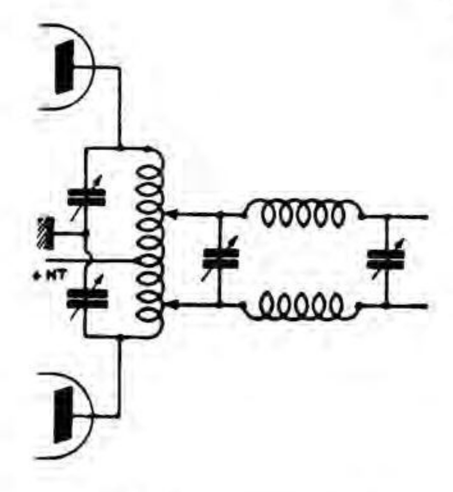


Figura 9.19. *Acoplamiento Collins; caso de un paso final push-pull*

de C_1 hay que modificar C_2 para restablecer la sintonía. Los condensadores C_1 y C_2 constituyen un potenciómetro capacitivo que modifica virtualmente la posición de la masa respecto a los extremos de la bobina, permitiendo así ajustar el acoplamiento. La tensión de HF en los bornes de L se reparte entre los bornes de C_1 y C_2 en razón inversa de los valores de las capacidades (Fig. 9.20). Cuanto más pequeña sea C_2, mayor será la tensión entre sus bornes y, por tanto, más alejado estará el potencial del punto B del de la masa y más aumentará la impedancia aparente.

Reglaje práctico del filtro Collins

Se regula el circuito oscilante del emisor, con el filtro desconectado (corriente mínima); hecha esta operación, no se retocará en ningún caso la sintonización de dicho circuito oscilante. Se conecta la toma del filtro del lado A al centro aproximado de la bobina del circuito oscilante; se intercala de preferencia entre el filtro y la bobina una capacidad con fuerte aislamiento y suficientemente grande (1.000 a 3.000 pF) para que su impedancia sea baja en la

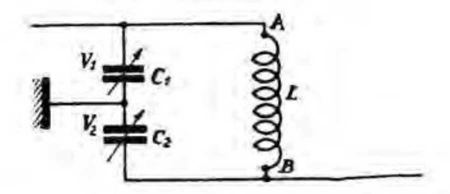


Figura 9.20. *Las tensiones HF en los bornes de C_1 y C_2 se reparten en razón inversa de las capacidades*

frecuencia utilizada. Se aísla así el filtro de la alta tensión y basta aislar los condensadores C_1 y C_2 sólo para la tensión de alta frecuencia.

Se regula C_2 aproximadamente a la mitad de su valor y después se pone en marcha el emisor y se maneja rápidamente C_1 para que la corriente del paso final sea de nuevo mínima. Si el acoplamiento es insuficiente, conviene modificar C_2 en el sentido de disminución y reajustar C_1 hasta obtener la corriente nnomal. Si no se consigue el reglaje conveniente, modificar el emplazamiento de la toma en el circuito oscilante del emisor en la dirección de la placa si la corriente de placa es insuficiente, o en sentido contrario si es excesiva.

Hay que elegir capacidades bastante grandes, del orden de 250pF, pues C_1 y C_2 están en serie, y su resultante $C_1\ C_2\ /\ (C_1 + C_2)$ ha de realizar la sintonía con L.

Nota.– Cuando el circuito o filtro Collins está integrado en el emisor, siendo el paso final aperiódico, la práctica le ha dado el nombre de "circuito Jones" o de filtro en "pi". Cualquiera que sea su nombre, este circuito atenúa fuertemente la transmisión de los armónicos.

El circuito en "pi" o circuito "Jones"

Empleado con frecuencia en el paso final de nuestros emisores de aficionados, el circuito en "pi" presenta la ventaja de constituir a un tiempo un circuito de sintonía y un adaptador de impedancia. Puede permitir el ataque de una antena de impedancia comprendida entre 30 y 1.000 ohmios por un tubo cuya carga puede estar comprendida entre 1.500 y 9.500 Ω.

El circuito en "pi" clásico está constituido según el esquema de la Figura 9.21 a.

El estudio matemático permite sustituir la reactancia X_2 y la resistencia R_2 en paralelo por otros dos elementos en serie X_e y R_a. La reactancia capacitiva en serie de X_e es compensada por una reactancia inductiva X_4. Todo ello a fin de permitir la concepción de un circuito teórico en serie sencillo que resulte eléctricamente parecido, pero más fácil de poner en ecuaciones (Fig. 9. 21 b).

En este circuito, a condición de que el coeficiente de sobretensión sea por lo menos igual a 10, se tienen las relaciones siguientes:

$$1^{a}\quad Q = X_3/R_a = R_1/X_1$$
$$2^{a}\quad X_3 = X_1$$
$$3^{a}\quad R_a = R_1/Q_2$$
$$4^{a}\quad X_4 = X_e$$

La dificultad esencial del cálculo vendría de la conversión de la reactancia capacitiva X_2 en X_e. El método gráfico evita estos cáculos (Fig. 9.22).

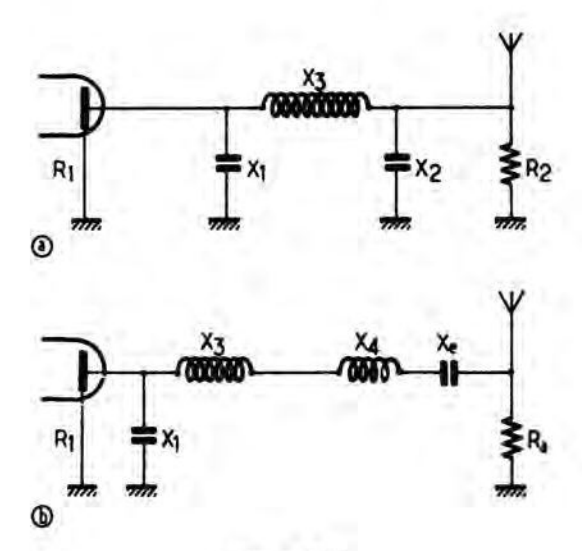


Figura 9.21

Ejemplo de cálculo

Se trata de construir el circuito en "pi" de un emisor que tiene como paso final un tubo que consume 100 mA bajo 600 V.

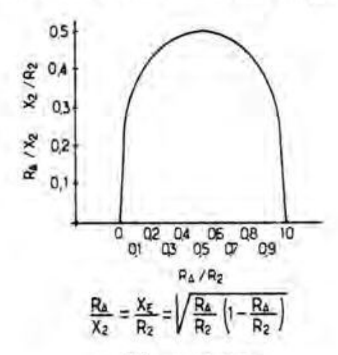
El aéreo es de un cuarto de onda, vertical en el suelo, de impedancia de 35 ohmios.

1°) Se recordará que la impedancia de un circuito que trabaja en clase C es aproximadamente la mitad de su resistencia aparente dada por la relación:

$$R\ ap. = U/I$$

En nuestro caso,

$R\ ap. = 600/0{,}1 = 6.000$ ohmios
luego $Z = 6.000/2 = 3.000$ ohmios, representada por R_1.



$$\frac{R_A}{X_2} = \frac{X_E}{R_2} = \sqrt{\frac{R_A}{R_2}\left(1 - \frac{R_A}{R_2}\right)}$$

Figura 9.22

2°) A partir de las relaciones básicas establecidas en primer lugar, se calcula fácilmente:

$$a)\ R_a = \frac{R_1}{Q_2} = \frac{3\,000}{100} = 30 \text{ ohmios}$$

$$b)\ \frac{R_a}{R_2} = \frac{30}{35} = 0{,}86$$

c) Se entra en el gráfico por:

$$\frac{R_a}{R_2} = 0{,}86$$

lo cual da:

$$\frac{R_a}{X_2} = \frac{X_e}{R_2} = 0{,}35$$

d) Se halla X_e haciendo:

$$\frac{X_e}{R_2} = 0{,}35\ ;\ \frac{X_e}{35} = 0{,}35$$

de donde $X_e = 12{,}2$ ohmios.

e) Se saca X_2 de la relación dada por el gráfico.

de donde:

$$\frac{R_a}{X_2} = 0{,}35\ ;\ \frac{30}{X_2} = 0{,}35$$

$$X_2 = \frac{30}{0{,}35} = 86 \text{ ohmios}$$

f) La relación 1ª: $Q = R_1/X_1$ nos da X_1.

$$10 = 3.000/X_1\text{ ; de donde } X_1 = 300\ \Omega$$

g) En función de las relaciones 2ª y 4ª,

$$\text{se tiene } X_3 = X_1 = 300\ \Omega$$
$$\text{y } X_4 = X_e = 12{,}2\ \Omega$$

h) La reactancia inductiva total está, pues, constituida por: $XL = X_3 + X_4 = 312{,}2\ \Omega$. El circuito está constituido finalmente por los elementos siguientes (Fig. 9.23):

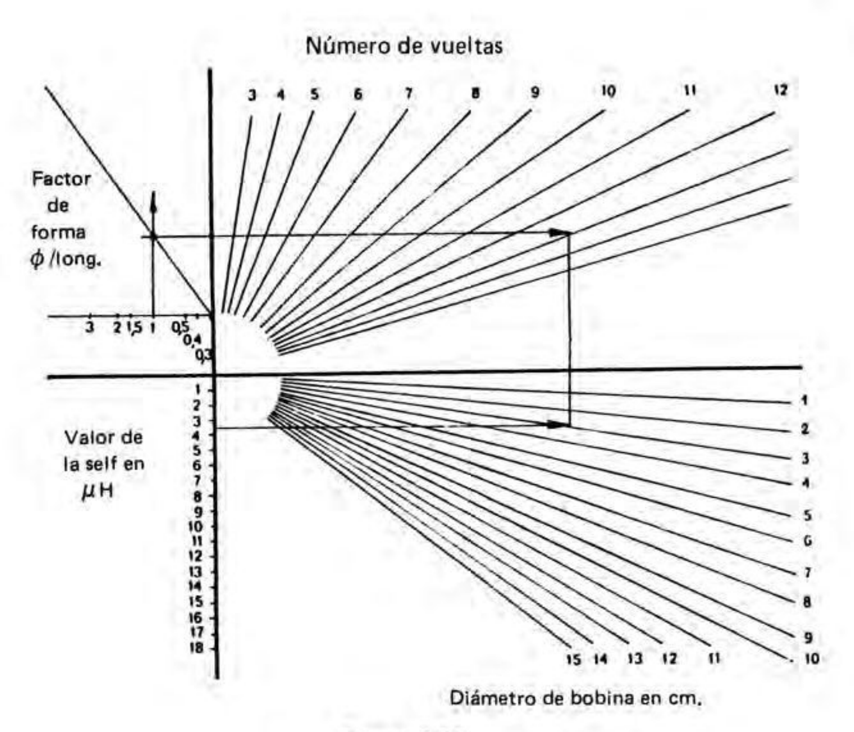


Figura 9.23

$$XL = 312{,}2\,\Omega;\ X_1 = 300\,\Omega;\ X_2 = 86\,\Omega$$

Quedan, evidentemente, por determinar los valores de estas reactancias en función de la frecuencia. Tomemos F = 14 MHz.

a) Para la bobina L tenemos $Z_L = L\omega = 2\pi FL = 312{,}2$ con $2\pi F = 88.10^6$.

$$\text{de donde } L = \frac{312{,}2}{88.10^6} = 3{,}5\ \mu H$$

Varias fórmulas derivadas de la fórmula de Nagaoka dan el número de vueltas de una bobina en función de la relación diámetro/longitud de la misma.

Se puede emplear la fórmula simplificada

$$L\mu H = \frac{d^2 . n^2}{100\ a + 45\ d}$$

en la cual:

d = diámetro en cm

n = número de vueltas

a = longitud de la bobina

Si fijamos d = 3 cm y a = 3 cm, resulta:

$$\frac{9\ n^2}{300 + 135} = 3{,}5$$

de donde $9\ n^2 = 1.523$

$n^2 = 169$

y $n = 13$.

Haremos, pues, la bobina de 13 vueltas de 12 a 15/10 mm.

b) Cálculo de las capacidades $X_1 - X_2$:

$X_1 = 1/C\omega$; $W_1 = 300\ \Omega$; $\omega = 2\pi F = 88.10^6$

$$CX_1 = \frac{1}{300 \times 88.10^6} = 40.10^6\ \mu F \text{ o 40 pF en números redondos}$$

$X_2 = 1/C\omega$; $X_2 = 86\ \Omega$; $\omega = 2\pi F = 88^6$, siempre

$$CX_2 = \frac{1}{300 \times 88.10^6} = 132.10^6\ \mu F \text{ o 132 pF en números redondos}$$

Estos problemas pueden resolverse también por el ábaco de la Figura 9.23. El factor de forma es:

$$\frac{d}{a} = \frac{3}{3} = 1$$

Se halla la ordenada partiendo de 1 hasta la oblicua de forma.

Se trazará la abscisa partiendo del valor de la self, 3,5 μH hasta la oblicua correspondiente al diámetro de la bobina, 3 cm.

Desde este punto se subirá una ordenada y se trazará la abscisa que parte del punto de factor de forma hacia las oblicuas de número de vueltas.

La intersección de estas dos últimas rectas da el número de vueltas buscado, o sea 13 vueltas.

Los acopladores de antenas

Se proponen dos sistemas, indispensables no solamente para sintonizar antenas como la Zeppelin o la Lévy, sino también para acoplar correctamente un buen número de aéreos descritos en este libro. Según que hayan nacido en las Islas Británicas o en Norteamerica, llevan el nombre de "Z-Match" o de "Transmatch".

Acoplador "Z-Match"

Está compuesto por dos pares de selfs fijas y puede sintonizar de un extremo a otro del CV, sin solución de continuidad, todas las frecuencias comprendidas entre 3,5 y 28 MHz.

Solo la antena ha de conectarse a dos salidas distintas según que se trabaje en las bandas de 3,5 y 7 MHz o de 14, 21 y 28 MHz.

Las selfs L_1 y L_2 están acopladas concéntricamente, teniendo cada una 5 espiras, mientras que L_3 y L_4 tienen respectivamente 8 y 6 espiras (Fig. 9.24). Realizadas de hilo de 20/10, L_1 y L_3 tienen 63 mm de diámetro, y L_2 y L_4 tienen 75 mm de diámetro, y están bobinadas en plaquetas de pelxiglás previamente horadadas. Las espiras se pegan después de poner cada bobina en su sitio.

La capacidad C_1, que ajusta el acoplamiento entre el emisor y el acoplador, debe tener 250 pF en el máximo; está aislada de la masa.

En cuanto a C_2, debe tener 2 x 300 a 350 pF por sección (aislamiento de HF) y su rotor puede ser puesto a masa. Se la puede sustiruir por dos CV acoplados.

Se deben respetar las disposiciones de la figura para evitar acoplamientos entre las bobinas.

Si la residual del CV es demasiado importante, no hay que esperar bajar hasta los 28 MHz.

TRANSMATCH. Primera versión

Su circuito es mucho más sencillo, pero se necesita cambiar de self para cada banda.

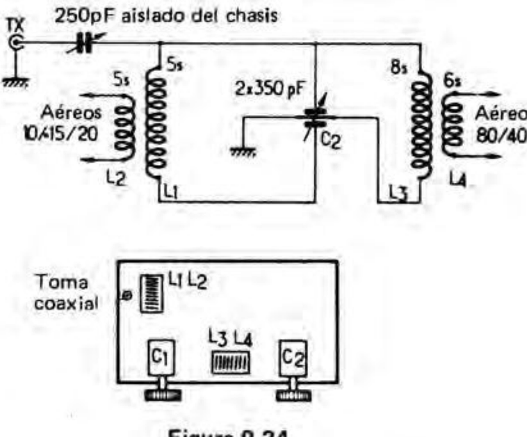


Figura 9.24

Estas selfs son imposibles de encontrar en Francia y deben ser realizadas obligadamente por el aficionado. Nosotros proponemos una técnica "artesana" muy ensayada que da resultados excelentes con pocos gastos.

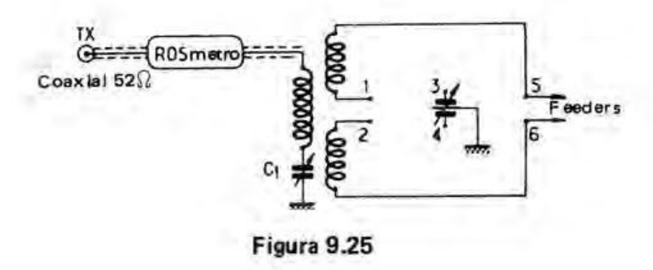


Figura 9.25

Construcción de las bobinas

Hay que procurarse tubos de PVC de los que utilizan los fontaneros para bajadas de agua.

30 cm de 63 mm y 30 cm de 50 mm harán de mandriles para todas las bobinas a construir.

Hender los tubos con sierra para madera en unos 25 cm de longitud e introducir en la hendidura un trozo de barra plana para mantener el tubo en su diámetro inicial evitando que se cierre.

Practicar dos agujeros con la barrena en la anchura de la self mayor e introducir en ellos tornillos de madera.

Enrollar una hoja de papel máquina sobre el mandril, manteniéndolo en cada extremo por los tornillos de madera.

En un plexiglás de 3 mm, recortar barretas de 3 x 3 y de 3 x 6 mm con una sierra alabeada "Tronado" para plásticos montada en un cuadro "abrafil".

Pegar 4 barretas de 3 x 3 de la longitud deseada sobre el mandril cubierto de papel y dejar secar.

Dos hilos de cobre desnudo recocido, bien estirados y enganchados en una armella resistente, serán enrollados lado a lado sobre el mandril desde uno a otro tornillo para constituir la self del número de vueltas deseado.

Terminada esta operación, suprimir uno de los dos hilos, y se obtiene una bobina de espiras separadas que hay que fijar en su estado.

Pegar las barretas de 3 x 6 exactamente encima de las barretas de 3 x 3, manteniéndolas en su sitio mediante pinzas de tender ropa pasadas por los extremos

del tubo. Introducir cola abundantemente entre las dos barretas de plexiglás y entre las espiras para llenar los intersticios de las cuatro barretas. Dejar secar 24 horas.

Montar las selfs terminadas sobre plaquetas de plexiglás en las que se habrán fijado seis pernos.

El CV de acoplamiento es de 500 pF (CV_1) sobre esteatita, y el CV de sintonización es de 2 x 150 pF sobre esteatita, de láminas separadas (CV_2).

MHz Bandas	ϕ Self mm	l. Self mm	Vueltas	ϕ del hilo mm	ϕ del link mm	l. del link mm	Vueltas	ϕ del hilo mm
3,5 3 à 8,2	63	120	2 × 18	1,5	50	11	6	1
7 4,5 à 12	63	65	2 × 10	1,5	50	5	3	1
14 7,5 à 20	63	30	2 × 5	1,5	50	3	2	1
21-28 14 à 36	63	20	2 × 2	1,5	50	3	2	1

Reglajes

Cualquiera que sea el modo del acoplador empleado, se procederá con los reglajes del siguiente modo (Fig. 9.26):

Regular el emisor en régimen continuo sobre una carga resistiva de 52 o 75 Ω.

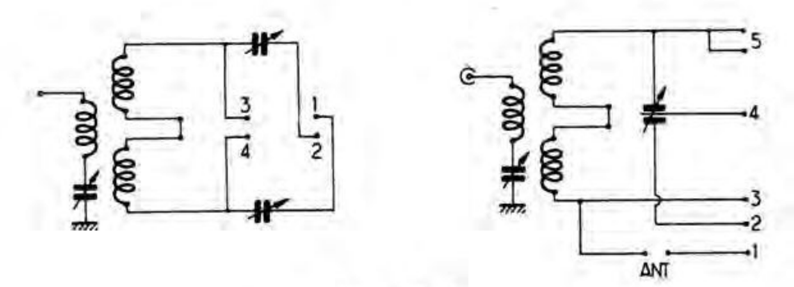


Figura 9.26

Por medio de un inversor se puede pasar a "carga" o a "antena".

Sintonizar el PA y la carga de antena para una corriente normal sobre la carga resistiva. No volver a tocar después el emisor.

Cortar la alta tensión, conectar el ROS-metro, después el acoplador de antena y la antena. Conectar la alta tensión y buscar la sintonía de la antena al acoplador estando el ROS-metro en la posición "reflejada", buscar después el mínimo con el CV de acoplamiento y retocar alternativamente los dos CV hasta obtener el mejor mínimo.

Poner el ROS-metro en la posición "directa", ajustar al máximo de sensibilidad y volver a "reflejada". Se leerá entonces la proporción de ondas estacionarias de la antena.

Acoplador de antena universal o "Transmatch" (2ª versión)

En muchas antenas que tienen cadenas de multiplicación de frecuencias, la supresión de los armónicos deja bastante que desear. Esto es especialmente grave cuando se utiliza un dipolo con trampillas alimentado directamente por un feeder coaxial. Los armónicos imperfectamente eliminados en el paso de salida del emisor pueden alcanzar la antena y ser radiados. Es, pues, deseable intercalar entre el emisor y la antena un sistema selectivo que tenga un circuito sintonizado. Es lo que los americanos llaman un "transmatch".

La mayoría de los constructores prevén la utilización de los circuitos de salida de los emisores con una carga de 50 o de 75 Ω. Si se intenta cargar el emisor con un valor diferente, surgen dificultades.

Hay que recordar que no basta emplear un cable coaxial de 50 Ω para obtener una carga de este valor, sino que, además, este coaxial ha de cerrarse sobre una impedancia resistiva de 50 Ω.

Si no se respeta esta condición, todo ocurre respecto al emisor como si la carga tomase un valor variable en función de la longitud del cable, y generalmente diferente de 50 Ω, como ya se ha dicho en otro lugar.

Es prácticamente imposible realizar una antena sencilla que presente una impedancia de 50 Ω en todas las bandas. Hay, pues, que añadir a la antena multibanda un dispositivo que adapte la carga desconocida dada por la antena al valor requerido para un normal funcionamiento del emisor. Deberá servir al mismo tiempo de adaptador de impedancia y de sistema de sintonización para el conjunto de feeder y antena, de tal modo que la carga del emisor no presente ninguna componente reactiva.

Esto es lo que se realiza con el empleo del "transmatch".

Un transmatch no es más que un transformador de HF con sintonización variable que, a causa de la selectividad suplementaria que aporta, permite reducir de modo importante la sobrecarga del circuito de entrada de un receptor de tráfico y evitar así la aparición de señales parásitas en la banda de recepción por la modulación de la señal normal por un emisor de frecuencia muy próxima y muy potente (por ejemplo una estación de radiodifusión). Este fenómeno es particularmente molesto en las bandas de 80 y 40 metros.

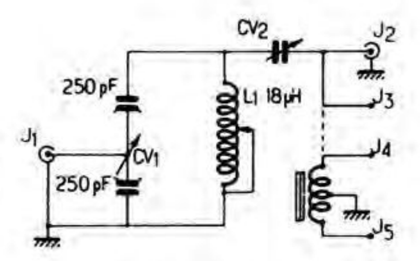


Figura 9.27

El esquema utilizado (Fig. 9.27) comprende una inductancia variable de ruleta, que sustituye a la inductancia de tomas y al conmutador.

El empleo de una inductancia variable de modo continuo, constituida por una bobina arrollada sobre un mandril de materia aislante susceptible de girar en torno a su eje y una ruleta metálica que asegure el cortocircuito de las espiras inutilizadas, permite obtener la adaptación de las impedancias en una gama muy extendida de impedancias y de frecuencias (de 3,5 a 28 MHz).

Si se añade un transformador simétrico-disimétrico de relación 1/4, resulta posible utilizar el acoplador con una línea simétrica (por ejemplo una línea de 300 Ω).

Se observa que el circuito es muy sencillo. La entrada de HF procedente del emisor se efectúa en el rotor de CV_1 que es un condensador de doble estátor de 2 x 100 a 250 pF; este condensador deberá, por tanto, estar aislado de la masa; para ello se emplearán unas columnitas y un flector aislantes. Lo mismo se hará con CV_2.

Se podría añadir al conjunto un ROS-metro o un vatímetro en la línea de unión con el emisor para controlar el reglaje del transmatch.

La caja se puede realizar a partir de placas de aluminio de 15/10. También pueden utilizarse cajas de acero de empalme para instalaciones eléctricas (por ejemplo cajas "Sarel").

Con 100 W en HF se pueden emplear condensadores cuya separación de láminas sea del orden de 7/10 de mm. Con 1.000 W en HF, la separación habría de ser del orden de 2 mm.

Los reglajes

El uso principal de este acoplador consiste, como ya hemos dicho, en adaptar una fuente de HF, el emisor, a una carga, la antena, estando ambos elementos unidos a uno y otro lado del acoplador por una línea coaxial. En esta hipótesis y si no se quiere tener pérdidas prohibitivas en el cable, la relación de las impedancias, y por ello el ROS, no deberá sobrepasar 5 a 1. Este sistema será ideal

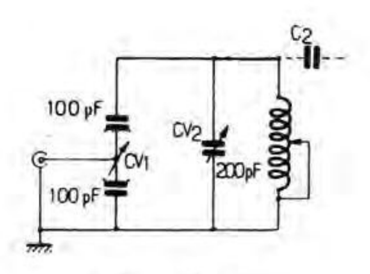


Figura 9.28

con los multidipolos y las antenas con trampillas (W3DZZ, TA33, 14 AVQ etc.); permitirá una buena transmisión de la energía de HF del emisor a la antena.

1º Enlace coaxial-coaxial

Se regulan CV_1 y CV_2 al máximo de sus capacidades (láminas metidas).

Se regula la potencia del emisor para que el ROS-metro dé su plena desviación en directo (cuando se efectúa un primer reglaje en el transmatch hay que emplear siempre una potencia baja, pues hay riesgo de que el emisor quede mal cargado, lo cual podría afectar a la vida de los tubos del paso final.

Se regula la inductancia variable para obtener un mínimo de ROS; este reglaje es puntiagudo. Se empleará de preferencia un ROS-metro de dos cuadrantes que permite controlar simultáneamente la energía directa y la reflejada entre el acoplador y la antena.

Se ajustarán entonces CV_1 y CV_2 para que este mínimo sea nulo y se retocará la inductancia si hay lugar a ello.

Entonces se puede enviar toda la potencia.

Es posible encontrar varias combinaciones que dan una buena adaptación; la mejor es aquella para la que CV_1 y CV_2 tienen los mayores valores, una vez realizada la adaptación.

2º Enlace de coaxial a cualquier hilo

Si se usa como antena un hilo de longitud cualquiera, se le unirá al extremo libre de CV_2. El proceso de las regulaciones será el mismo del caso anterior. Se aconseja conectar el transmatch con tierra o, en su defecto, con una buena masa.

Se obtendrán los mejores resultados con hilos que representen una longitud ligeramente superior (10 a 15%) a un múltiplo impar de cuarto de longitud de onda en la frecuencia de trabajo. El suplemento de longitud tiene por objeto

compensar el acortamiento eléctrico aportado por CV_2 y despejar el nudo de corriente de HF que es la región esencialmente radiante. De este modo, la antena presentará una baja impedancia, lo que reducirá el riesgo de que aparezcan tensiones de HF elevadas en el transmatch y en los demás aparatos.

3º Enlace coaxial-feeder simétrico

Se operará como para un feeder disimétrico, después de haber intercalado un transformador "balun" como indica la Figura 9.29.

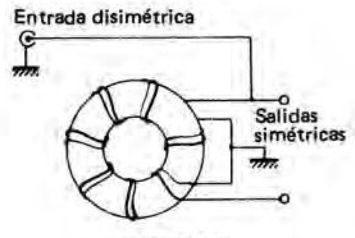


Figura 9.29

También es posible emplear el acoplador sin "balun" uniendo uno de los lados del feeder a masa y el otro lado a la entrada coaxial. Quizá esta solución no sea muy técnica y sorprenda a los "puristas", pero la experiencia demuestra que funciona, incluso muy bien.

Este acoplador, de construcción muy sencilla y de empleo muy flexible, permite hacer circular la HF de un emisor previsto para una carga de 50 o 75 Ω, por intermedio de un feeder coaxial, hacia un sistema radiante cualquiera, y ello con el máximo rendimiento y el mínimo de riesgos para el paso final.

Un acoplador profesional: el AT 230 (Kenwood)

La mayoría de los "tranceivers" modernos, por no decir todos, tienen una salida asimétrica de 50 Ω a 75 Ω. Esta uniformidad supone que los aéreos utilizados presentan una impedancia, si no exactamente de la misma magnitud, al menos del mismo orden. Sin enrar en detalles se puede decir que las antenas del comercio responden a estas prescripciones. Los americanos y los japoneses han normalizado en 50 Ω y los alemanes en 60 Ω, y el aficionado que corta su dipolo a buenas medidas se encuentra en el mejor de los casos, es decir, si todo va bien, en 75 Ω. Es, al menos, lo que se dice. Sin embargo, no es todo ideal, aun con aéreos muy sencillos, y ocurre con frecuencia que la antena y la línea que la alimenta constituyen una impedancia compleja que hace difícil, si no imposible, la transferencia de energía desde la salida del emisor hasta el sistema

que debe radiarla. Es, pues, necesario transformar la carga, reactiva o resistiva, en una carga no reactiva. Esto es lo que permiten obtener los sistemas acopladores del tipo "transmatch", gracias a los cuales es posible transformar la impedancia de la carga, vista por el emisor, y llevarla a 50 Ω, que es la del circuito de salida del "transceiver".

Para concretar hemos escogido la presentación de un acoplador de tipo comercial, después de haberlo utilizado personalmente: se trata del AT 230 de Kenwood. Hemos elegido este aparato a causa de sus posibilidades y características particulares. En primer lugar, habiendo salido con los aparatos de la nueva ola, cubre con toda naturalidad 9 bandas de aficionados, de 1,6 a 30 MHz, lo que incluye, por consiguiente, las nuevas bandas de 10, 18 y 24 MHz así como la banda de 1,6 MHz que algunos comienzan a practicar con regularidad. Puede ser acoplado a cualquier sistema de áereo entre 10 y 500 Ω en salida asimétrica y admite una potencia máxima de 200 W en HF. Tiene dos salidas conmutables que permiten pasar instantáneamente de una antena a otra, lo cual es extremadamente interesante cuando se desea realizar pruebas comparativas (ANT.1 y ANT.2).

Finalmente, está prevista una tercera salida para recibir el extremo de una antena del tipo "hilo largo" (ANT.3). Además, una cuarta salida está reservada al acoplamiento de una carga ficticia, de una potencia en relación con la del emisor, lo que permite emprender todos los reglajes posibles sin provocar interferencias intempestivas. Es la salida ANT.F del esquema.

Segunda posibilidad: utilización como vatímetro. El aparato lleva un sistema de medida de la potencia en HF en régimen telegráfico, de dos sensibilidades, 20 W y 200 W a elección, por la maniobra de un simple inversor y con una precisión de ± 10% (posiciones: 20 o 200 W. FWD. Power. Cal).

Tercera función: medida de la proporción de ondas estacionarias (TOS) a partir de un acoplador direccional tórico de sensibilidad prácticamente constante en todas las bandas. La potencia mínima necesaria es de 4 a 5 W en HF (posiciones REF.SWR). Finalmente, en todas las bandas, el sistema, cuando está convenientemente regulado, se comporta como un filtro pasabanda y contribuye a la atenuación, si no a la eliminación, de los armónicos que provocan las interferencias en la radio y en la televisión (TVI y BCI). En este orden de ideas es esencial unir la masa (GND) del acoplador a la del receptor y conectarla a una toma de tierra muy buena, que puede ser, a falta de otra, una conducción de agua, pero nunca una conducción de gas. Hay que recordar que ciertas conducciones de agua recientes son de polivinilo y, por ello, perfectamente inutilizables.

Una última observación, que es al mismo tiempo una posibilidad suplementaria: el acoplador se puede poner en servicio o fuera de servicio para cualquiera de las tres antenas antes citadas mediante la simple maniobra de un conmutador. Pero siguen posibles la medida de la potencia en la base de la antena y la medida del TOS. Esto se comprende muy bien. En efecto, cuando una antena presenta un TOS muy bajo, digamos inferior a 1,5/1, es completamente supér-

fluo interponer un acoplador, pues a este nivel, la adaptación de la antena al emisor es satisfactoria y las pérdidas son muy bajas. En cambio, es interesante poder disponer de la medida de la potencia que permite, en especial, un reglaje fino del paso final y controlar el TOS permanentemente.

Como puede verse, esta caja de acoplamiento es especialmente completa(Fig. 9.30).

Para entender bien su funcionamiento, hay que observar que el contactor de gamas realiza las tomas variables efectuadas en las inductancias L_3, L_4 y L_5 y que los condensadores variables separados VC_1 (X.TUNE) y VC_2 (R.TUNE) ajustan respectivamente las componentes resistivas y capacitivas de la antena utilizada.

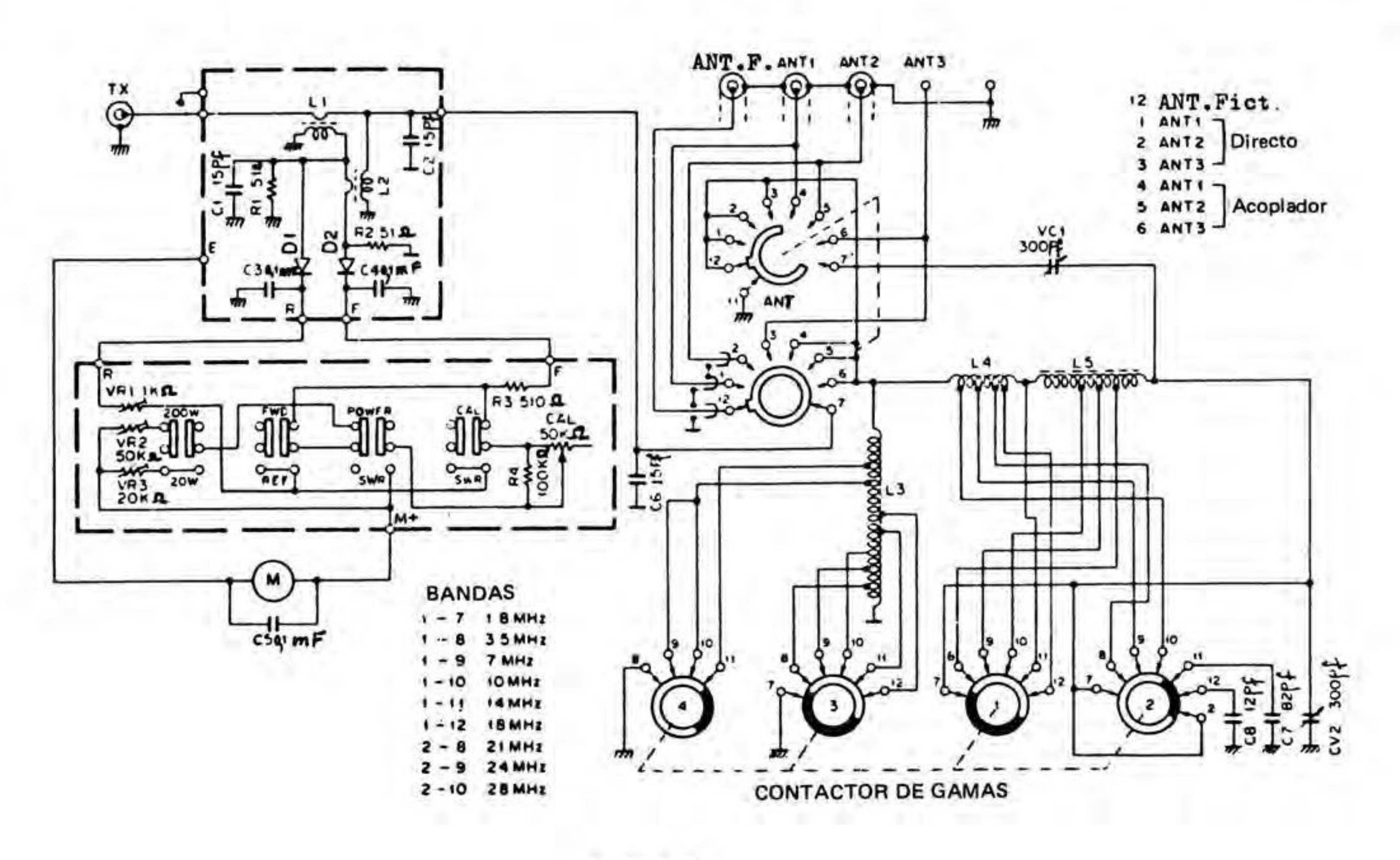
A causa de las elevadas tensiones de HF en ciertos puntos, hay que tener cuidado de no maniobrar el contactor de gamas cuando el emisor está en funcionamiento.

Es, pues, esencial empezar por poner en posición este conmutador en la gama elegida. Después y con arreglo a la gama, se pondrán en posición previa los dos condensadores conforme a la tabla siguiente, que corresponde a 50 Ω (el punto 10 corresponde al CV completamente abierto).

MHz	R.TUNE	X.TUNE
1,8	5	4,6
3,6	6,2	6,3
7	6,2	7
10	7,3	7,3
14,1	7,2	8
18	8,3	8,4
21,2	8,2	8,7
24	8,6	8,7
28,5	9	9

Se observará que estas posicions dan el mejor nivel de recepción.

La primera operación a realizar es regular el paso final del emisor en la banda deseada cuando, del lado del acoplador, todos los interruptores están en posición alta, es decir, en 200 W (si el PA es del tipo corriente) FWD POWER y CAL. Cuando se sintoniza el circuito anódico por una rápida rotación del CV del PA, el paso a la resonancia se traduce en una subida brusca de la aguja del vatímetro. Se tratará de alcanzar el máximo actuando a la vez sobre el circuito anódico, el circuito de salida y la excitación del paso final. Después no hay que volver a tocar el emisor. Habría podido alcanzarse el resultado cargando el emisor con una antena ficticia de potencia apropiada, pero siempre efectuando con



TX
L1
L2
C1 15pF
R1 51Ω
C2 15pF
D1
D2
R2 51Ω
C3 0.01mF
C4 0.01mF
E
R
F
VR1 1KΩ
VR2 50KΩ
VR3 20KΩ
200W
20W
FWD
REF
POWER
SWR
CAL
R3 510Ω
CAL 50KΩ
R4 100KΩ
M+
M
C5 0.01mF
C6 15pF
ANT.F. ANT1 ANT2 ANT3
ANT
12 ANT.Fict.
1 ANT1
2 ANT2
3 ANT3
Directo
4 ANT1
5 ANT2
6 ANT3
Acoplador
VC1 300pF
L3
L4
L5
C8 12pF
C7 82pF
CV2 300pF
BANDAS
1 - 7 1.8 MHz
1 - 8 3.5 MHz
1 - 9 7 MHz
1 - 10 10 MHz
1 - 11 14 MHz
1 - 12 18 MHz
2 - 8 21 MHz
2 - 9 24 MHz
2 - 10 28 MHz
CONTACTOR DE GAMAS

Figura 9.30

mucha rapidez el reglaje del hueco de corriente de placa que signifique para los tubos una disipación anódica mínima. Se observará también que el mínimo de corriente fijado y el máximo de potencia de HF no son concordantes. Ello no debe sorprender, pues lo que se llama corrientemente I_p (o corriente de placa) es de hecho una tensión proporcional a la corriente de los cátodos que, precisamente, no varía siempre en el mismo sentido que la corriente anódica de los tubos.

Cuando se haya alcanzado la máxima potencia en HF, se bajará el interruptor núm. 2 sobre REF que indica la potencia reflejada. Actuando alternativamente varias veces sobre los dos CV de R.TUNE y X.TUNE, se lleva la desviación de la aguja a la proximidad de cero, lo que indica que la potencia reflejada es prácticamente nula. El reglaje debe repetirse varias veces y siempre rápidamente pues el final es en régimen de telegrafía y da su plena potencia, para obtener el mejor resultado.

Bajando el conmutador núm. 3 sobre SWR, el botón moleteado CAL permite llevar la lectura del aparato de medida a la graduación 200 al final de la escala. Si se baja entonces el inversor núm. 4 (CAL), se obtiene la lectura directa de la proporción de ondas estacionarias en la escala inferior.

No hemos hablado del inversor núm. 1, cuyo uso se adivina y que está reservado a los emisores de potencia inferior a 20 W. Más vale no manejarlo para evitar errores lamentables.

Se trata, en definitiva, de un aparato muy completo, capaz de adaptar del mejor modo prácticamente todas las antenas y de dar, con gran flexibilidad de empleo, grandes posibilidades y muy interesantes indicaciones, sin hablar de la conmutación instantánea de tres antenas ni de la estética del aparato, que está muy conseguida.

Capítulo **10**

Pérdidas en las antenas

Nunca aconsejaríamos bastante al lector que lea con atención este capítulo antes de establecer el proyecto de su antena. Es inútil, en efecto, realizar una antena cuyo principio permite prever una ganancia importante si el desconocimiento de ciertos detalles de construcción ha de conducir a pérdidas que anulan esta ganancia.

Las pérdidas pueden clasificarse en cuatro categorías:

1ª) pérdidas óhmicas por disipación en calor en los conductores;

2ª) pérdidas por defectos de aislamiento;

3ª) pérdidas por radiaciones no deseables;

4ª) pérdidas causadas por la presencia de ondas estacionarias en los feeders.

Pérdidas óhmicas

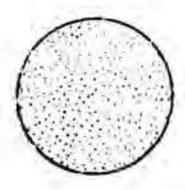
Recordemos que un conductor de sección dada no puede soportar sin calentarse el paso de una corriente demasiado intensa. Recordemos también que se llama *densidad de corriente* la intensidad que atraviesa la unidad de sección de dicho conductor.

Se habla, por ejemplo, de una densidad de corriente de 3 amperios por milímetro cuadrado.

Cuando se trata de corriente continua (de frecuencia cero), la densidad (Δ) en un conductor homogéneo es uniforme; si Δ vale 3 A por mm^2, pasan 3 A por cada mm^2. Si se trata de corriente de alta frecuencia, ya no ocurre lo mismo; la corriente variable reacciona sobre sí misma y "se arroja" hacia la periferia del conductor, tanto más cuanto más elevada es la frecuencia (efecto de

piel, Fig. 10.1). Por tanto, la densidad de corriente aumenta desde el centro hasta la periferia y la parte central queda casi inutilizada y puede suprimirse, que es lo que se hace empleando líneas de tubo de cobre, por ejemplo.

La resistividad de un conductor, que es la resistencia de un conductor de longitud y sección unidad, es una constante para un metal y una temperatura dados.



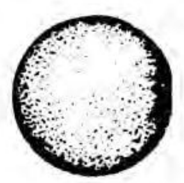


Figura 10.1. *Reparto de la corriente en un conductor. A la izquierda: caso de la corriente continua (reparto uniforme). A la derecha: caso de la corriente HF (la corriente circula en su mayor parte en la periferia.*

La resistencia en corriente continua se calcula por la fórmula clásica

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

en la que

ρ es la resistividad en Ω-cm por cm²,

l es la longitud en cm,

s es la sección en cm².

Se comprende que esta fórmula pierde su sentido cuando el conductor es recorrido por una corriente de alta frecuencia. En efecto, la sección teórica ya no representa la sección realmente recorrida por la corriente, puesto que ésta abandona las partes axiales.

Prácticamente, en lugar de hacer figurar la sección realmente utilizada, lo cual es muy complicado, se prefiere emplear un coeficiente de resistividad variable con la frecuencia y el diámetro; basta multiplicar dicho coeficiente por la longitud del conductor para determinar su resistencia.

Por ejemplo, en un hilo de cobre resultan 0,3/d ohmios por metro para una frecuencia de 14 MHz, siendo d el diámetro en milímetros. Si mide 10 metros de largo y 2 milímetros de diámetro, su resistencia es

$$\frac{0{,}3 \times 10}{2} = 1{,}5\ \Omega \text{ en } 14 \text{ MHz}$$

Es, poco más o menos, la resistencia en 14 MHz de una antena de media onda, hecha de hilo de 20/10.

Para 3,5 MHz se tomará $0{,}15/d$

Para 7 MHz se tomará $0{,}21/d$

Para 28 MHz se tomará $0{,}42/d$

Si el tubo tiene un espesor pequeño con relación a su diámetro, su resistencia apenas varía con la frecuencia, pues la sección es la mejor utilizada en todas las frecuencias.

Si volvemos al ejemplo del hilo de 20/10 de 10 m de largo, se calcula que este hilo tendría, en corriente continua, una resistencia 0,056 Ω. En una frecuencia de 3,5 MHz, sería de 0,75 Ω; en 7 MHz, de 1,05 Ω; en 14 MHz, de 1,5 Ω; en 28 MHz, de 2,1 Ω.

Se ve con este ejemplo lo mucho que aumenta la resistencia con la frecuencia.

Las resistencias aquí medidas intervienen para evaluar las pérdidas por efecto Joule.

Consideremos una antena de media onda para 7 MHz; su longitud es de unos 20 m. Construyámosla de hilo de cobre de 20/10 mm de diámetro. La corriente que pasa depende de la potencia en alta frecuencia enviada a la antena y es diferente en distintos puntos; es máxima en el centro, donde existe un vientre de intensidad.

El cálculo indica que todo pasa como si la corriente en el vientre de intensidad fuera la misma a lo largo de un hilo de *la mitad de longitud.*

Alimentemos la antena con una potencia de 73 W. Como la resistencia de radiación es de 73 Ω en el vientre de intensidad, el valor de la corriente máxima es

$$I = \frac{73}{73} = 1 \text{ A}$$

La resistencia de 10 m de hilo de 20/10 es, como antes hemos calculado, de 0,75 Ω (10 m es la mitad de la longitud del hilo).

$$1 \times 1 \times 0{,}75 = 0{,}75 \text{ W}$$

Estas pérdidas son despreciables, ya que representan poco más de 1% de la potencia de alimentación. Incluso con hilo de 1 mm de diámetro no pasarían de 2%.

Se ve que, en definitiva, el porcentaje de pérdidas es la relación entre la resistencia óhmica de la antena y su resistencia de radiación.

Pérdidas óhmicas = $R\,I^2$

R = resistencia óhmica,

r = resistencia de radiación.

Mientras que sea grande la resistencia de radiación (73Ω o más), que es el caso de las antenas unifilares que funcionan en la fundamental o los armónicos, las pérdidas son generalmente bajas y se puede emplear hilo de diámetro proporcionado a la potencia de alimentación. Hasta 500 W, bastan 20/10 mm.

En 7 MHz, una antena de media onda tiene una resistencia 0,75 Ω. La corriente máxima es de 2,6 A.

En los armónicos, la corriente es ligeramente inferior, ya que la resistencia de radiación aumenta, pero la resistencia óhmica es algo mayor. La potencia perdida queda sensiblemente igual. Se ve que 7 MHz, la energía perdida en calor es próxima a 5 W, y radiando el ramal al aire libre, no hay riesgo de que se caliente. Para potencias superiores, habrá que emplear hilo de mayor diámetro.

Consideremos ahora el dipolo de una antena dirigida compacta de cuatro elementos, cuya resistencia de radiación es del orden de 7Ω; este dipolo, hecho de hilo de 20/10, cuya resistencia óhmica es de 0,75 Ω en 14 MHz, presenta pérdidas óhmicas que se elevan al 10% de la potencia de alimentación.

No se pueden ya despreciar pérdidas tan importantes; se deberá, pues, tratar de reducir lo más posible la resistencia óhmica del dipolo empleando tubo de mayor diámetro, del orden de 10 mm o mayor.

Como las antenas son, en general, giratorias, están, por razones mecánicas, construidas con tubos y, por una feliz casualidad, resulta que las exigencias de la concepción mecánica están de acuerdo con las necesidades eléctricas: la rigidez de los elementos exige, en efecto, que sean establecidos con tubos de gran diámetro.

Las pérdidas óhmicas en los feeders dependen de su modo de funcionamiento; para los feeders de Zeppelin o Lévy hay que recordar que constituyen una parte plegada de la antena.

En general, los fabricantes dan las pérdidas por unidad de longitud de las distintas clases de feeders que fabrican, cuando éstos son recorridos solamente por ondas progresivas. Si hay ondas estacionarias, bastará hacer la corrección de la que trataremos más adelante (punto núm. 5).

Pérdidas por defectos de aislamiento

Estas pérdidas se manifiestan en forma de fugas por las resistencias de aislamiento, sobre todo en los puntos de la antena en los que la tensión es elevada, es decir, en los vientres de tensión. Estos se encuentran en los extremos del ramal radiante, y es por los extremos por los que la antena está enlazada a los dispositivos que la mantienen en el aire. Deberá, pues, reforzarse lo más posible el aislamiento de los extremos de una antena.

La tensión en los extremos depende de la potencia de alimentación. Cuanto mayor sea ésta, mejor aislamiento deberá efectuarse. Generalmente, se ponen

por lo menos tres aisladores Pirex modelo pequeño en cada extremo; esta fórmula da una línea de fuga superior a la de un solo aislador grande.

En los feeders de Zeppelin o Lévy, existen en sus dos hilos contiguos tensiones en oposición de fase; por ello, en los vientres de tensión, la diferencia de potencial entre los dos hilos es importante. Se tratará, si es posible, de que ni en la fundamental ni en los armónicos haya separadores de feeder en los vientres de tensión. Si esto no puede evitarse, hay que escoger separadores hechos con un aislamiento muy bueno.

Siempre que sea posible, por ejemplo, en las frecuencias superiores a 15 MHz, se empleará como parte radiante tubo rígido sostenido en un vientre de intensidad. Estando los extremos en el aire, quedarán suprimidas las pérdidas por defectos de aislamiento. Es difícil evaluar estas pérdidas, pues varían con la cantidad y calidad de los aislantes empleados y también con su estado de limpieza y con el estado higrométrico del aire.

Es evidente que los aislantes cubiertos de un polvo conductor dan lugar a fugas enormes (polvo de carbón, polvo metálico).

Los aislantes con superficie lisa retienen menos el polvo y son lavados más fácilmente por la lluvia.

Escogiendo buenos aisladores, las pérdidas son, en general, bastante bajas.

Pérdidas por radiaciones parásitas

No se trata, evidentemente, de pérdidas en la parte radiante, pues ésta está hecha para radiar, sino de pérdidas por radiaciones de los feeders, que son indeseables, pues éstos están generalmente próximos a obstáculos y toda la energía así radiada se disipa en pura pérdida.

La mayoría de las veces se emplean feeders de dos conductores paralelos o concéntricos. Los feeders concéntricos no radian casi nada, pues el conductor exterior, con frecuencia unido a masa, sirve de blindaje al conductor interior. En los feeders de hilos paralelos no ocurre lo mismo, pero no hay radiación cuando las corrientes que circulan por los dos hilos están constantemente en oposición de fase. Si es así, los efectos producidos por los dos hilos son contrarios y se anulan. En caso contrario, cuando en dos puntos situados uno frente a otro (en la perpendicular común a los dos hilos) las corrientes no están exactamente en oposición, sus efectos no se anulan y el feeder radia. Este inconveniente puede deberse a una disimetría en los dos hilos; por ejemplo, si un feeder de hilos paralelos hace un codo en su plano, el hilo exterior queda decalado respecto al otro en el doble de la separación de los hilos (Fig. 10.2) y hay radiación a causa de la disimetría así creada.

Hay que evitar, en especial, todos los codos en los feeders de 600 Ω y evitar también que los dos hilos tengan posiciones geométricas diferentes respecto a

Figura 10.2. *Efecto del codo. Mientras que en C y D las corrientes están en oposición, no lo están en A y B.*

los obstáculos circundantes. Por ejemplo, el plano de los hilos deberá ser paralelo a una pared y no perpendicular, pues en este último caso los efectos de la pared (principalmente la capacidad que ésta presenta con relación a cada hilo) no serían iguales en los dos hilos (ver Capítulo 3).

En los feeders de 300 Ω de fabricación industrial no hay que temer radiaciones, pues los dos hilos son mantenidos con separación constante por una cinta aislante que impide todo deslizamiento; además, como están muy próximos uno a otro, la disimetría creada por los codos sería muy pequeña.

En la antena Windom, la no radiación del feeder está condicionada por un reglaje exacto que elimine toda huella de ondas estacionarias; en caso contrario las pérdidas por radiación pueden ser muy importantes.

Pérdidas en los cables

Para el enlace antena-receptor o antena-emisor son utilizables dos tipos de cable: el cable plano (de impedancia característica de 300 Ω): "twin lead", y el cable coaxial, del que existen modelos de impedancias diversas. Para abreviar, denominamos a menudo los cables por el valor de su impedancia característica: cable de 300 Ω, cable de 75 Ω, cable de 50 Ω, etc.

El cable de 300 Ω, muy empleado en EE.UU. y en Bélgica, se utiliza poco en Francia. Parece que se ha hecho la normalización con el cable coaxial de 75 Ω.

En grandes distancias, en la recepción, no puede uno permitirse desperdiciar los pocos microvoltios disponibles; por ello se empleará el cable que tenga más

bajas pérdidas. No es raro instalar antenas a una veintena de metros de altura, y la longitud de la bajada en estas condiciones llega fácilmente a 25 m, lo que, con el mejor cable, da una pérdida de

$$0{,}10 \text{ dB} \times 25 = 2{,}5 \text{ dB}$$

El campo recogido por la antena queda dividido por 1,33, lo que no es, ni mucho menos, despreciable.

En la evaluación de la ganancia de una instalación de antena no deberán despreciarse las pérdidas debidas al cable, y entonces se planteará el siguiente dilema: ¿Ganaré más, subiendo la antena 10 m más de altura, que lo que pierda en los 10 m de cable?

Será una cuestión específica y habrá que hacer la prueba. Nosotros hemos *comprobado* ganancias de 20 dB por aumentos de altura de algunos metros. En otro caso no valdría la pena.

Existe un tipo de cable llamado semiaireado, en el que el aislante es en parte politeno y en parte aire.

El conductor central está rodeado de una hélice que aisla el conductor del cilindro de politeno en el que se apoya la trenza exterior. Entre las espiras de la hélice circula el aire y de ahí el nombre dado al cable.

A igualdad de pérdidas, el cable semiaireado es de diámetro inferior al del cable de aislante macizo:

7 mm el semiaireado, 11 mm el macizo.

El semiaireado es también algo más flexible.

El cable con conductor central de hilo dividido es más flexible que el de con conductor central macizo; sin embargo, nosotros preferimos éste último a causa de su mayor solidez.

Los cables de aislante macizo y, sobre todo, los de semiarieado, tienen el inconveniente de dejar pasar el agua de lluvia; el primero, a lo largo de la trenza y el segundo a lo largo de la trenza y de la hélice. Hay que hacer, pues, de modo que, en la unión con la antena, el extremo del cable no esté vuelto hacia arriba. Se hará formar un bucle al cable y se embadurnará el extremo del cable con una cola hecha de politeno disuelto en tetracloruro de carbono o en tricloroetileno. Es un detalle que no se debe despreciar, so pena de ver encharcada la instalación, sobre todo con el cable semiaireado, y tener pérdidas muy importantes.

Para fijar el cable de bajada podrán utilizarse pequeños collares en el interior del inmueble. Así se tendrá una instalación muy limpia. No obstante, nunca debe sacrificarse la estética.

En el exterior, se podrá hacer pasar el coaxial al interior del mástil, lo cual le sustrae al balanceo causado por el viento, o bien fijarlo por collares al exterior del mástil. También pueden servir dos o tres vueltas de cinta adhesiva.

Si se utiliza cable plano de 300 Ω, que tiene, repitámoslo, grandes ventajas:

1ª) simetría ideal para atacar una antena simétrica;

2ª) bajas pérdidas: no más de 0,12 dB por metro en 200 MHz;

3ª) bajo precio: menos de la mitad del coaxial de buena calidad.

Habrá que adoptar ciertas precauciones: mantenerlo lejos de la masa del mástil, no sostenerlo por sus dos hilos soldados, sino apretar su aislante entre dos plaquetas aislantes.

Finalmente, sólo se empleará este cable con una antena que tenga una resistencia de radiación de 300 Ω y con un receptor que presente también una impedancia de entrada de 300 Ω, lo cual no es el caso de la mayoría de los receptores del comercio.

Sin embargo, se podrá muy bien atacar un preamplificador previsto con una entrada de 300 Ω y salir de dicho preamplificador en una impedancia de 75 Ω para atacar el receptor, o bien transformar la impedancia de 300 Ω en una impedancia de 75 Ω por el sistema descrito al final del Capítulo 6.

También es posible, haciendo las mismas reservas anteriores, reducir las pérdis en la bajada empleando dos cables coaxiales de 75 Ω, lo que da una impedancia de 150 Ω. Se conectará la antena a las dos almas de los dos cables, y las trenzas se unirán entre sí y se pondrán a masa en cada extremo.

Al quedar duplicado el aislamiento entre ambos conductores activos, las pérdidas quedarán divididas casi por 2, y se tendrá con ello un medio de poner un cable flexible de muy bajas pérdidas (0,07 dB por metro con dos semiaireados) o bien de utilizar el cable malo que se tenga en stock.

La antena será prevista para una impedancia de 150 Ω y también la entrada del receptor o del preamplificador.

Pérdidas por ondas estacionarias

Ya se ha tratado de estas pérdidas en el Capítulo 3; no obstante, vamos a hablar de las mismas con más detalle para ver cuándo pueden despreciarse y cuándo pueden ser catastróficas.

Se ha visto que una línea que termina en una impedancia diferente de su impedancia característica es sede de ondas estacionarias. En un feeder, estas ondas son teóricamente indeseables, pero se las puede dejar subsistir si no dan lugar a pérdidas importantes.

La intensidad de dichas ondas se indica por el coeficiente de ondas estacionarias, que es la razón de la impedancia terminal a la impedancia característica del feeder o viceversa. las pérdidas en un feeder de ROS = K son, como ya hemos visto, iguales a las del mismo feeder recorrido por ondas progresivas mul-

tiplicadas por el coeficiente $(1 + K^2)/2K$, que se simplifica como K/2 a partir de K = 3.

Hay que conocer, pues, las pérdidas en los distintos tipos de feeders cuando funcionan con ondas progresivas. La tabla que sigue da estas pérdidas, evaluadas en decibelios, en diferentes frecuencias para una longitud de feeder de 30 m.

Los valores dados deben considerarse sólo como órdenes de magnitud, pudiendo variar las pérdidas según los diversos tipos de fabricación.

En esta tabla se ve que los feeders abiertos de 600 Ω son los que tienen menos pérdidas (0,07 dB en 14 MHz).

Tipo de feeder	Pérdidas medias en las distintas frecuencias en MHz (dB)					
	3,5	7	14	28	50	144
Línea de 600Ω	0,03	0,05	0,07	0,1	0,13	0,25
Coaxial aislado por aire.	0,2	0,28	0,42	0,55	0,7	1,4
Coaxial de 75Ω con aislante sólido	0,27	0,41	0,61	0,92	1,3	2,4

En 3,5 MHz las pérdidas no pasan de 0,03 dB por 30 m de feeder, o sean 0,02 dB en 20 m. Las ondas estacionarias las multiplican por 2, lo que da unas pérdidas totales de 0,04 dB, que son despreciables.

En 7 MHz sólo se utilizan 10 m de feeder, pero los otros 10 m son, sin embargo, sede de corriente, y las pérdidas no pasan de 0,066 dB.

Tomemos el caso de la antena Zeppelin alimentada por feeder de ondas progresivas. Hemos visto que esta antena necesita, en la banda de 3,5 MHz, un feeder de 20 m. El coeficiente de ondas estacionarias es aproximadamente 4 (2,400: 600) y las pérdidas se multiplican por 0,5 K = 2.

Se ve que se pueden despreciar estas pérdidas en todas las bandas; esto explica por qué se emplean tales tipos en las antenas alimentadas por feeders llamado de ondas estacionarias (el funcionamiento multibanda de estas antenas no permite, en efecto, hacer funcionar el feeder con ondas progresivas en todas las bandas).

En la antena Lévy, el coeficiente K vale aproximadamente 9 (600:73) en lo fundamental; las pérdidas se multiplican por 4,5, pero quedan, sin embargo, bajísimas.

¿Qué sucedería si se alimentase una antena giratoria compacta de tres elementos en 28 MHz con 20 m de estos feeders? Siendo la resistencia de radiación cercana a 10 Ω, K valdría 600'10 = 60, y las pérdidas se multiplicarían por 30. Valiendo dichas pérdidas 0,1 dB en 28 MHz con 30 m de feeder, serían, pues, de:

$$0{,}1 \times \frac{20}{30} \times 30 = 2 \text{ dB}$$

Se perdería casi un tercio de la ganacia dada por la antena. Sin embargo, la ganancia aún sería aceptable y, eligiendo la longitud del feeder para que la reactancia sea nula, este sistema funcionaría pasablemente a pesar del fuerte valor de K.

Con la misma longitud de 20 m de coaxial de 75 Ω con aislante sólido, veamos las pérdidas: k vale 75/10 = 7,5. Las pérdidas se multiplican por 3,75 y alcanzan:

$$0{,}92 \times \frac{20}{30} \times 3{,}75 = 2{,}3 \text{ dB}$$

Son superiores a las que se tenían con la línea de 600 Ω. Según estos ejemplos se ve el interés de los sistemas de adaptación de impedancia: T, cuarto de onda, dipolo con elementos múltiples.

Veamos el ejemplo de la adaptación a un feeder de 600 Ω por un cuarto de onda coaxial de 75 Ω, de la antena compacta de dos elementos.

K vale 75/15 = 5, las pérdidas se multiplican por 2,5. Un cuarto de onda en 28 MHz tiene 2,50 m de longitud aproximadamente. El valor de las pérdidas que ocasiona es

$$0{,}92 \times \frac{2{,}5}{30} \times 2{,}5 = 0{,}2 \text{ dB}$$

A la salida de este cuarto de onda la impedancia es próxima a 600 Ω; por tanto, el feeder de 600 Ω funciona en ondas progresivas y sus pérdidas son mínimas.

Con estos ejemplos, el propio lector podrá hacerse una idea de las pérdidas que tendrá con tal o cual combinación, lo cual le permitirá escoger entre varias la más ventajosa.

Puede ocurrir que se produzcan ondas estacionarias a consecuencia de un error en la medida de las longitudes de los ramales radiantes. En efecto, la resistencia de radiación de 75Ω sólo es válida si la frecuencia de alimentación es tal que la antena funciona en media onda.

Si el ramal radiante es demasiado largo o demasiado corto, su funcionamiento es anormal y el del feeder, aunque correctamente calculado, también lo es. Estas pérdidas son más temibles porque no se prevén. Por ello es tan importante comprobar con cuidado las dimensiones de los elementos empleados en una antena.

Capítulo 11

Soluciones mecánicas al problema de las antenas giratorias u orientables

Los sistemas de orientación

En esta materia se puede variar hasta lo infinito. Siendo el objetivo a alcanzar el obtener una rotación completa (360°), es evidente que la línea que alimenta el ramal radiante debe ser flexible y no producir ninguna perturbación en el movimiento.

La solución más sencilla está esquematizada en la Figura 11.1. El mástil descansa sobre el piso de un desván; está bloqueado en su base por un cierre de manpostería y a media altura por un collar fijado sólidamente a la estructura de la casa. Cuando la disposición del emisor lo permite, se puede pensar en montar la antena justamente por encima de "shack", de modo que el mástil penetre en la propia habitación en la que está el emisor. Un volante en la base permite una orientación fácil y, si se emplea como mástil un tubo, cosa que aconsejamos, la línea o el cable coaxial de alimentación puede bajar por el interior del tubo (Fig. 11.2).

Señalaremos el mando por cadena y cable, esquematizado en la Figura 11.3. Poniendo las ruedas dentadas A y B de igual diámetro, se tiene un medio muy sencillo de señalar la dirección de la antena sin verla, sólo por la posición de la manivela de mando. El material necesario, cadenas y ruedas, se encuentra fácilmente en un comercio de piezas de bicicletas. Nuestros lectores no dejarán de dar libre curso a su imaginación e ingenio en esta materia. Por otra parte, es difícil proponer una solución definitiva al problema de la orientación de las antenas, pues es una cuestión de disposición del lugar.

Mando eléctrico del giro de las antenas

El mando eléctrico de la rotación de las antenas es una solución moderna cuyo examen no dejaremos de tratar en este capítulo. Existen muchos aparatos sus-

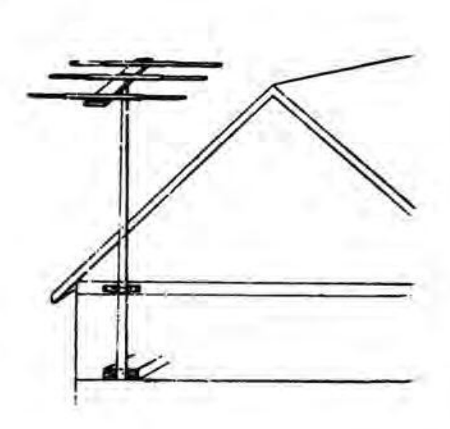


Figura 11.1. *Montaje del mástil sobre el piso, con collar que permite el giro.*

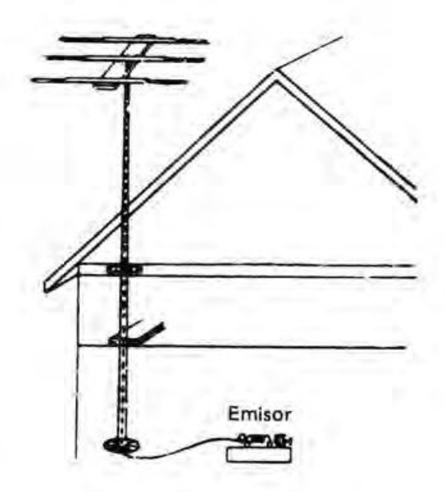


Figura 11.2. *Mando por volante*

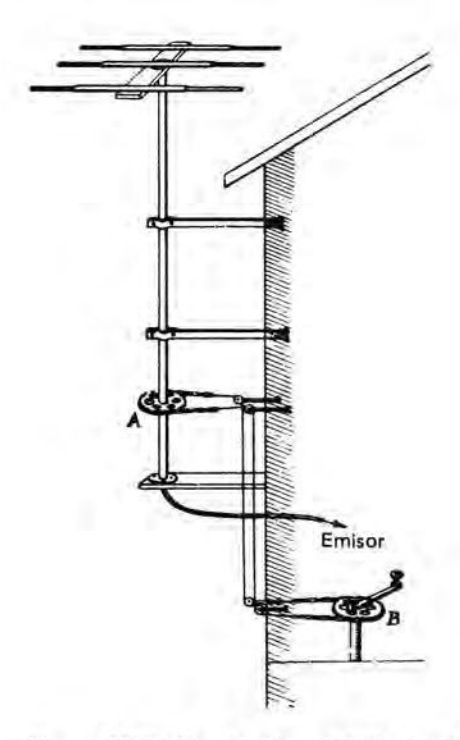


Figura 11.3. *Mando desmultiplicado del giro del mástil, por cadenas y cable.*

ceptibles de dar satisfacción, al menos para accionar antenas ligeras y de poco desarrollo (antenas de televisión o aéreos de 144 y 432 MHz). Más raros son los apropiados para la maniobra de antenas pesadas y profesionales, con fuerte presa al viento.

Estos "rotadores" estancos giran, en general, a una vuelta por minuto y están mandados a distancia por un pupitre, manual o automático, que indica la posición de la antena.

La Figura 11.4 reproduce la disposición adoptada con un rotador "Alliance" de mástil que atraviesa y descansa sobre una zapata-soporte giratoria. Es probablemente la mejor solución, pues evita que el motor soporte el peso de la antena. La estabilidad del conjunto es tanto mejor cuanto más alto sea fijado el motor. Tal conjunto está hecho para resistir vientos de 150 km/h. De todos modos, nunca recomendaremos bastante no dejar nada al azar en una tal instalación y tener siempre en cuenta una posible tempestad, enemigo núm. 1 de las instalaciones de esta clase.

Indicador de dirección. Cuando el operador no ve su antena, es siempre útil que conozca su posición. El pupitre de los rotadores antes mencionados lleva generalmente indicaciones en grados, que son interesantes en la medida en que

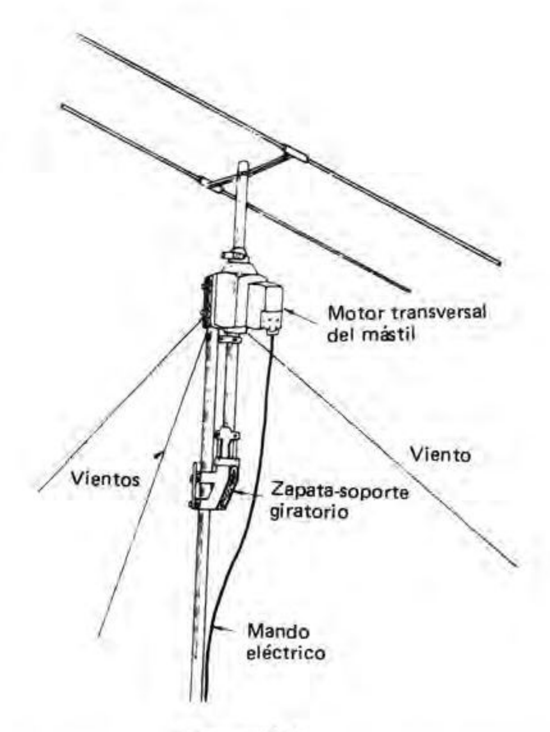


Figura 11.4.

el sincronismo sea riguroso. Como no siempre es éste el caso, hemos adoptado una solución interesante y exenta de todo error, que tiene el mérito de ser muy espectacular. Para ello, hemos fijado en la prolongación del mástil giratorio un "selsyn"motor, que manda en la estación un "selsyn"-receptor cuyo eje lleva una aguja que barre un mapa de Francia y países limítrofes. Es, en suma, un mando con lectura directa que recomendamos vivamente, sobre todo para el tráfico en VHF.

Los mástiles de antena

Ya hemos hablado de ellos con referencia a las antenas de polarización vertical. Para las emisiones de polarización horizontal, al no estar el mástil en el plano de los elementos, podrá, sin inconvenientes, ser metálico y, en general, se emplean mástiles metálicos hechos de tubos redondos de acero o de duraluminio. Estos últimos son preferibles a causa de su ligereza y mayor resistencia a la corrosión.

Para un mástil de algunos metros (3 ó 4 m) se podrá utilizar tubo de 31/35 (estos dos números representan respectivamente los diámetros interior y exterior del tubo, expresados en mm) sin arriostramiento. Si se pueden poner vientos, el tubo de 21/25 o de 26/30 será ampliamente suficiente. Los vientos se pondrán a 1 m por debajo de la antena.

Si se quieren realizar mástiles mucho más largos se hará un montaje de tubos de diámetros decrecientes, elegidos de modo que se deslicen unos dentro de otros con un juego de 1 mm (Fig. 11.5).

Los tubos de duraluminio se suministran en longitudes de 3 a 5 m.

Para constituir un mástil de 12 m destinado a sostener una antena Yagi (emisión o televisión) cuyo peso no pase de 5 kg, se podrán elegir los tres tipos de tubos siguientes 36/40, 31/55 y 26/30 en longitudes de 4 a 4,50 m. Se solaparán en una longitud de unos 50 cm y se los hará solidarios por dos pernos de 5 a 6 mm de diámetro.

Deberán ponerse dos series de vientos para evitar la flexión del mástil y su tendencia a "hacer la serpiente" si los vientos sólo se ponen arriba. Por ejemplo, los vientos podrán situarse a 1 m y 6 m de la cúspide del mástil.

Con estos mismos tubos se pueden montar mástiles mucho más altos, sobre todo si se dispone de un espacio que permita encajar por debajo los tubos sucesivos de modo que conserven su posición vertical, posición que harán conservar en la subida unos vientos llevados por manos expertas. Se pondrán vientos cada 5 m aproximadamente. Por ejemplo, para un mástil de 22 m se pondrán a 1, 6, 11 y 16 m de la cúspide del mástil.

Se pueden preparar previamente los vientos de la parte baja del mástil; es una buena precaución. Para ello, se monta solamente la parte baja del mástil en su posición definitiva y se fijan a ella los vientos, que se tensan correctamente con

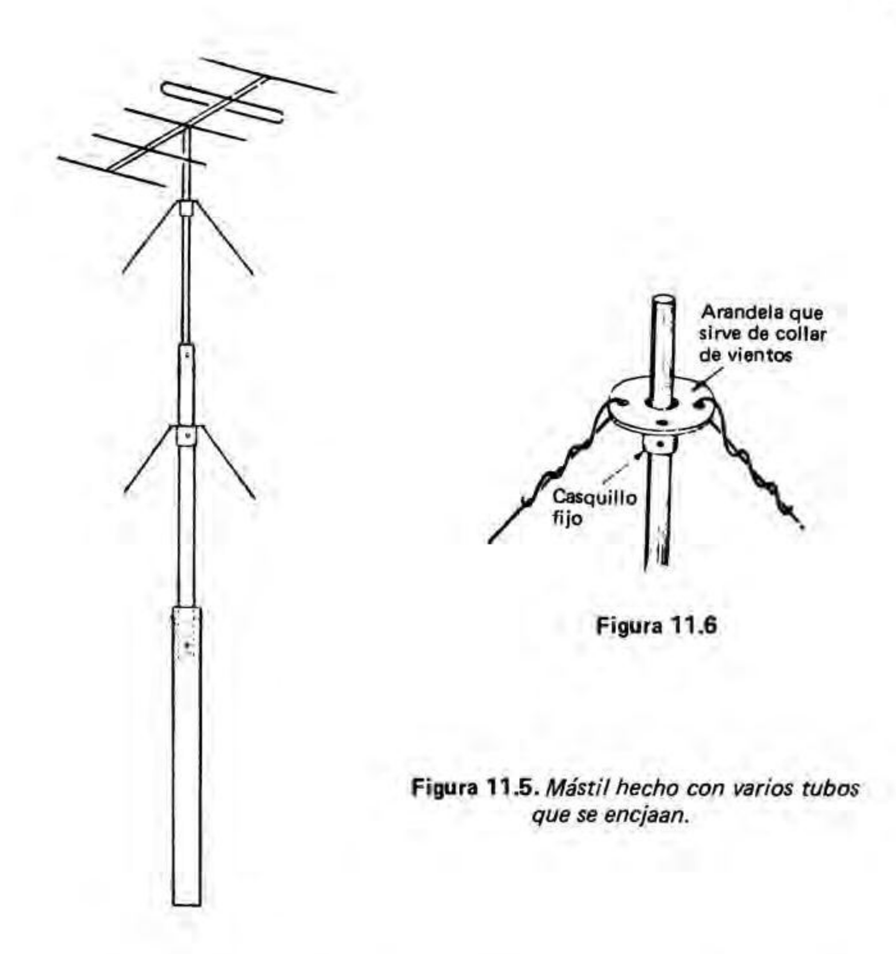


Figura 11.6

Figura 11.5. *Mástil hecho con varios tubos que se encjaan.*

ayuda de tensores; hecho esto, se baja dicha parte del mástil y se desenganchan los vientos. Se sube entonces la parte alta del mástil guiándola en collares, se enfilan por debajo los tubos sucesivos enganchando al paso los vientos preparados y siendo sostenidos los de la parte de arriba por tres o cuatro personas, una por cada viento. Cuando el mástil llega a su posición definitiva se tensan los vientos de la parte baja, asegurado así una buena rigidez del mástil en espera de cortar y tensar convenientemente los de arriba. Para poder orientar la antena a pesar de los vientos, los collares que los retienen deben permitir que el mástil gire en su interior.

Estos collares se realizan del siguiente modo, muy sencillo: se toma una arandela de hierro de 3 a 4 mm de grueso, cuyo agujero tiene un diámetro superior en 1 mm al del tubo al que está destinada la arandela. Se practican tres o cuatro orficios en la arandela para hacer pasar por ellos los vientos y, mediante un anillo, se impide que baje la arandela a lo largo del tubo (Fig. 11.6).

Cuando se han fijado y tensado todos los vientos, se puede hacer girar muy fácilmente el mástil. El anillo que sostiene la arandela se hará con un pequeño manguito del tubo más grueso, que se fijará al mástil con un perno.

Por ejemplo, si se quiere poner un collar sobre un tubo de 21/25, se elegirá una arandela de 26 x 60 y se la sostendrá con un pequeño manguito hecho de tubo de 26/30.

Los vientos serán de alambre de hierro galvanizado de 15/10 a 20/10 mm según el efecto a procurar, y se tensarán con ayuda de los tensores habituales. Cuando la antena queda montada en un mástil correctamente arriostrado, apenas la hacen temblar los vientos más violentos.

La antena no debe sufrir desplazamientos demasiado grandes, pues, dada su gran directividad, podría perder la dirección de máxima ganacia.

No se debe creer que un mástil será más sólido o se flexará menos si, en lugar de construirlo con tubos de diámetros cada vez más pequeños, se le hace enteramente de tubos gruesos. El tubo grueso es, efectivamente, más sólido pero, como pesa mucho más, tiene mayor tendencia a flexarse. Además, su presa al viento es mayor.

Circundado de chimeneas

Interesa con frecuencia, sobre todo para largas distancias, que la antena esté lo más alta posible; si se puede aprovechar un edificio alto, se podrá fijar un

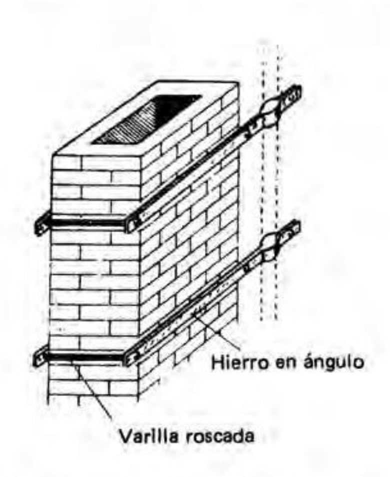


Figura 11.7. *Circundado de chimenea*

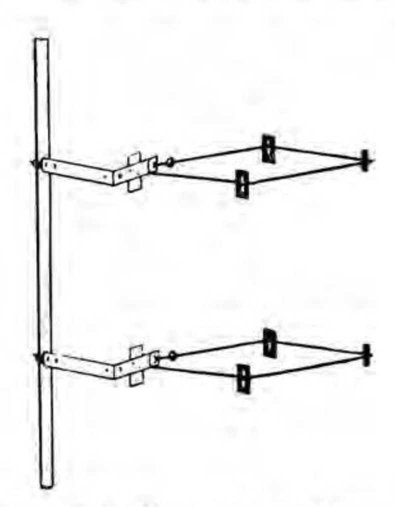


Figura 11.8. *Circundado de chimenea. Permite el montaje rápido y sin desperfectos de cualquier mástil de antenp. Sustituye ventajosamente a una fijación corriente, sin desmoronar la chimenea.*

pequeño mástil en lo alto del mismo. Las chimeneas se prestan admirablemente a esste uso, pero como una chimenea tiene paredes bastante delgadas, para evitar sujeciones de dudosa solidez se emplea el circundado de la chimenea.

Este circundado se puede realizar con cuatro hierros en ángulo de 25 x 25 x 3, de longitud algo superior al lado mayor de la chimenea y sujetos entre sí por cuatro varillas de hierro redondo de 15, roscadas en ambos extremos. Sobre dos de estas varillas se sujetarán collares para apretar en ellos el tubo. En el comercio se encuentran dispositivos de circundado compuestos por dos cables que rodean la chimenea sostenidos en sus cuatro esquinas por placas metálicas que evitan que se afloje el cable a causa del deterioro del material que forma las uniones. Desde dos de estas piezas de esquina se fijan los collares que sujetan el mástil.

Vamos a decir algunas palabras sobre una herramienta muy valiosa para experimentadores: el mástil telescópico.

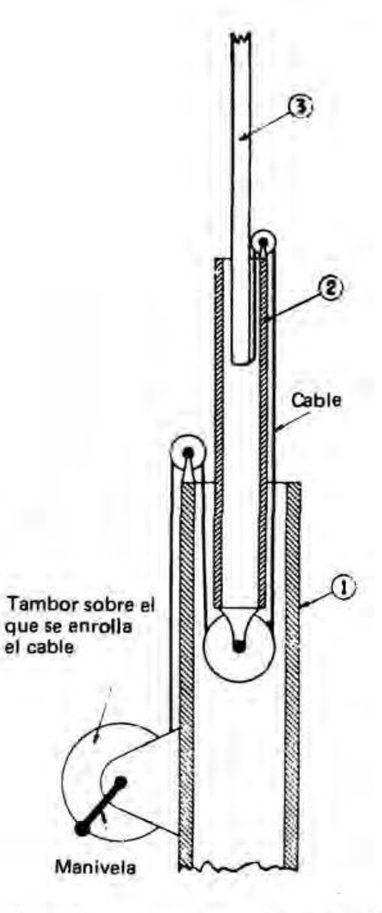


Figura 11.9. *Principio del mástil telescópico. Mástil formado por tres tubos.*

Mástil telescópico

Este mástil está formado por tubos que pueden penetrar unos en otros cuando el mástil no está en servicio, lo cual reduce su longitud a la del elemento inferior y lo hace fácilmente transportable. Maniobrando un torno se pueden extraer los tubos unos de otros y obtener un mástil que, totalmente desplegado, puede alcanzar una docena de metros y mantenerse rígido sin arriostramiento. Con un tubo final de dos o tres metros en el extremo, se puede llegar a unos quince metros.

La Figura 11.9 muestra cómo está realizado, en principio, el despliegue del mástil.

Para construir un tal mástil habrá que emplear tubo sólido. El tubo de base podrá tener 10 cm de diámetro y estar hecho de duraluminio de 4 a 5 mm de espesor.

Mástiles telescópicos autoportantes y basculantes

Es evidentemente la solución ideal, pues desaparecen a la vez las sujeciones del arriostramiento y de los puntos de anclaje. Además, cuando el mástil es inclinable, es facilísimo hacer subir o bajar una antena o un paquete de antenas para repararlas, modificarlas o completarlas.

La Figura 11.10 representa el elemento de base de un tal mástil en la versión de zócalo atornillado sobre un bloque de hormigón de 2 m². El torno de elevación es con ventaja un modelo con un dispositivo de seguridad que impida todo retroceso accidental. El esquema del circuito del cable instalado está represen-

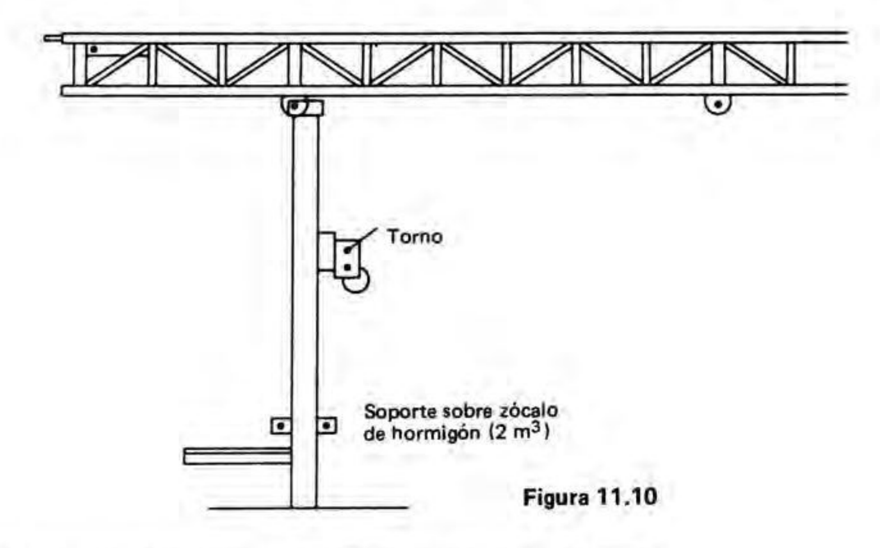


Figura 11.10

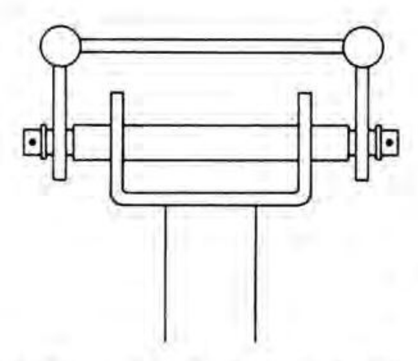


Figura 11.11. *Fijación del mástil al soporte*

tado en la Figura 11.12 y la articulación del mástil sobre su soporte, en la Figura 11.11. Cuando el mástil queda vertical, un pasador de bloqueo en la base permite liberar de esfuerzos el torno.

Otra versión, reproducida en la Figura 11.13, permite levantar el mástil, articulado a nivel del suelo, a lo largo del muro de una casa. El torno está entonces firmemente afianzado en la pared a un metro del suelo aproximadamente y la polea igualmente, a nivel del tejado. El cable está fijado, por razones mecánicas, a la mayor distancia posible de la base.

Es una solución muy seductora por su sencillez, y que puede aplicarse igualmente a mástiles tubulares.

El elemento de base mide en general 6,50 m y encierra, cuando está replegado, uno o varios elementos deslizantes de sección inferior que pueden alojarse unos dentro de otros. Un segundo torno permite desplegar los elementos al máximo sin mayor esfuerzo. Así se puede subir hasta 16 m sin arriostramiento. Las fotografías de las Figuras 11.14, 15 y 16 muestran respectivamente los detalles del zócalo de mampostería y fijación de la base, los dos tornos con bloqueo automático y un sistema de antenas montadas en lo alto de uno de estos mástiles (altura 15 m).

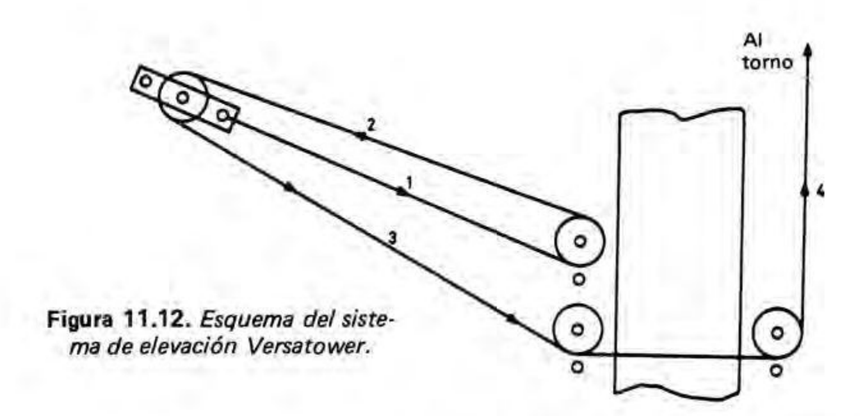
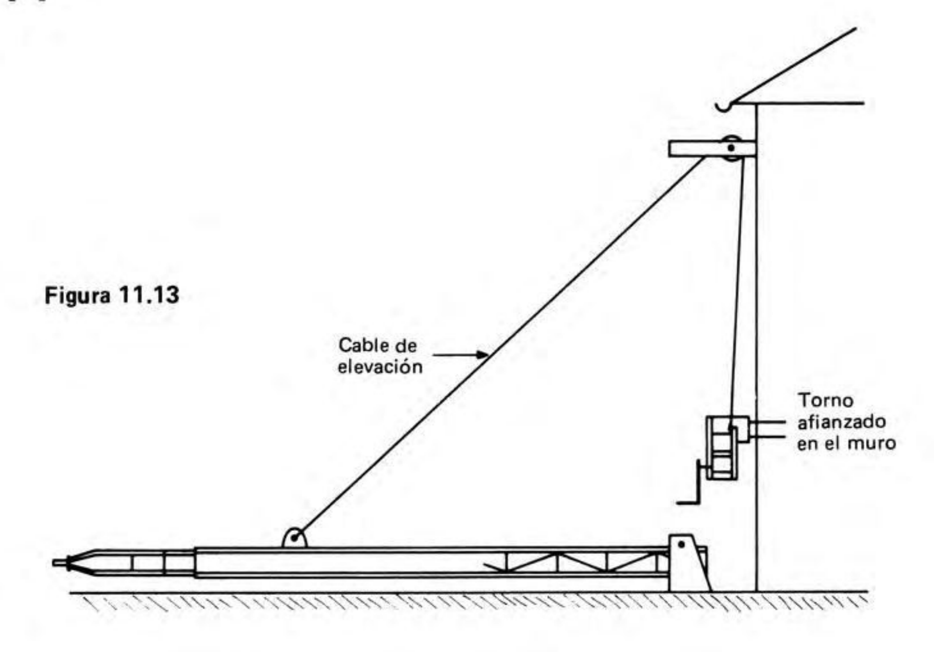


Figura 11.12. *Esquema del sistema de elevación Versatower.*



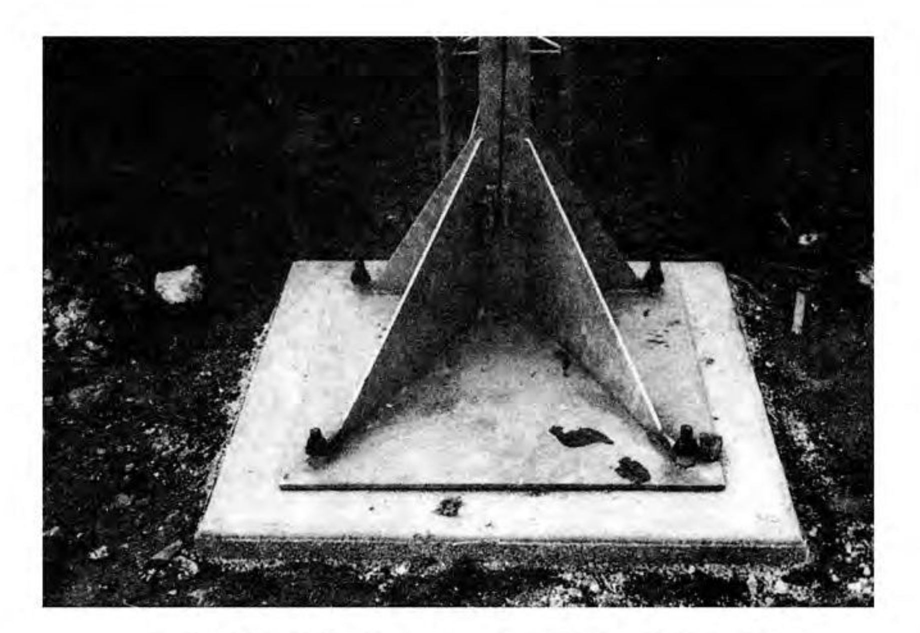


Figura. 11.14. *Fijación al suelo de un mástil autoportante.*

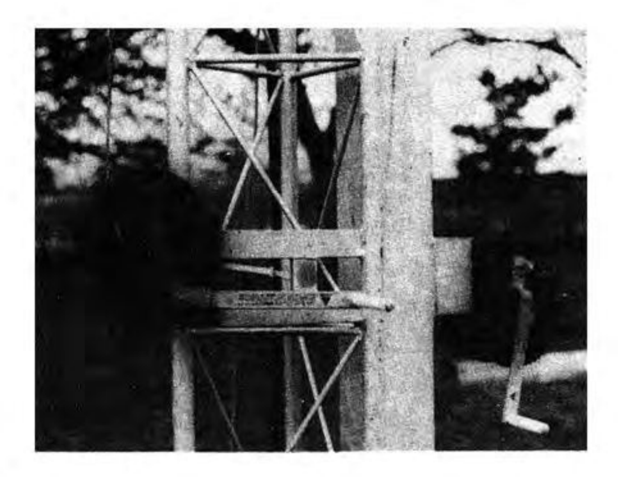


Figura 11.15. *Detalle de fijación de dos tornos de maniobra.*

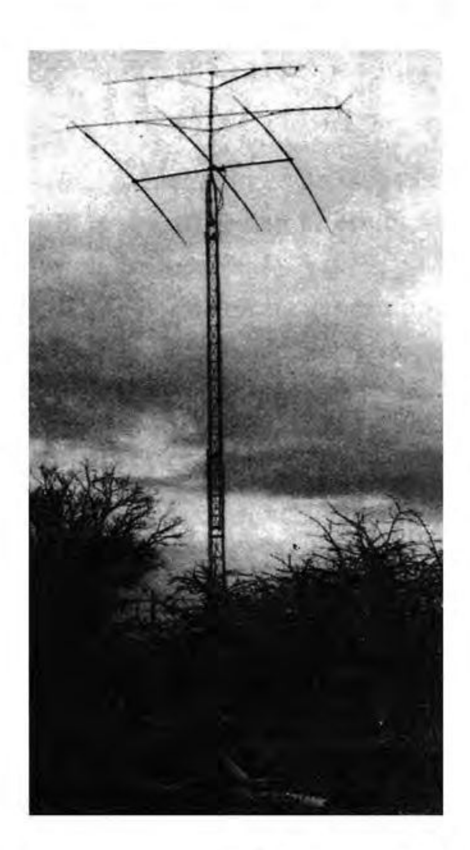


Figura 11.16. *Un mástil autoportante y sus tres antenas giratorias accionadas por el mismo motor.*

Capítulo 12

Cuadros y antenas de ferrita

Cuadros antiparásitos

Un cuadro está constituido por una o varias espiras de hilo, englobando cada una cierta superficie que, atravesando por un campo magnético, da origen a una tensión inducida, dada por la fórmula:

$$e = \pm n \, S \, 2 \pi f \operatorname{sen} 2 \pi f t \, [E \cos (\omega + \pi/2)]$$

en la que n es el número de espiras del cuadro,

S la superficie de una espira,

f la frecuencia,

E el valor de cresta del campo magnético,

ω el ángulo formado por la dirección de la señal y la perpendicular al plano del cuadro (Figura 12.1).

La tensión recogida es, pues, tanto mayor cuanto mayor es el cuadro y más espiras tiene. Por otra parte, es máxima cuando el plano del cuadro está en la dirección de la señal. Esto se explica observando que, cuando el plano es perpendicular a la dirección de la señal, las tensiones inducidas en los dos ramales verticales son iguales y se anulan, mientras que cuando está en dicha dirección, uno de los lados está más cerca del emisor que el otro y recibe una señal más potente; se recoge entonces la diferencia. Esta diferencia es, evidentemente, mínima, pues el cuadro es muy pequeño comparado con la distancia que le separa del emisor y con la longitud de onda de la emisión captada, pero no sería así si su anchura fuera del mismo orden de magnitud que la longitud de onda de la señal.

La orientación permite, pues, seleccionar señales procedentes de distintas orientaciones o buscar la dirección de donde procede una señal, pues la acción sobre el cuadro pasa de cero a un máximo para un giro de 90° de éste.

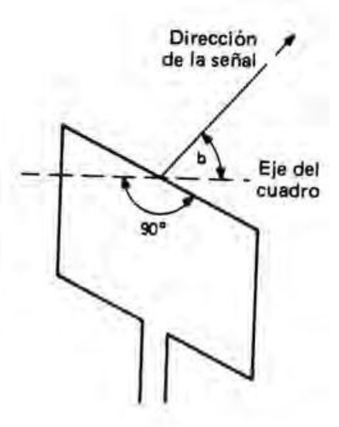


Figura 12.1. *La tensión inducida en el cuadro es proporcional al seno del ángulo, es máxima cuando su plano está orientado en dirección al emisor.*

Si el cuadro está influido por una fuente de parásitos, puede ser posible orientarlo de modo que su acción sea nula (plano perpendicular a la dirección de la fuente) y que la señal deseada tenga acción suficiente; ello exige que la dirección de la fuente no quede confundida con la de la señal útil.

El cuadro puede, pues, resultar un valioso auxiliar en la eliminación de los parásitos que perturban la audición de las estaciones de radiodifusión. Pero para ello tiene que funcionar normalmente, es decir, no ser sensible más que a los componentes magnéticos de los campos en los que está sumergido y no ser influido por sus componentes eléctricos, que se transmiten por capacidad. Cuando no es así, se dice que el cuadro presenta un "efecto de antena", efecto que destruye en parte las propiedades de directividad.

Cuadros incorporados

Actualmente se utilizan mucho los cilindros de ferrita sobre los cuales se enfilan los arrollamientos que sirven de bobinas de sintonización en la frecuencia de la emisión recibida. Estos cuadros tienen una excelente sensibilidad. La regulación de la autoinducción de las bobinas se efectúa haciendo deslizar la bobina sobre el cilindro de ferrita. Si es posible la orientación del cilindro por un dispositivo de maniobra dispuesto en la cara delantera del receptor, se buscará la orientación que dé la mejor relación señal-parásito. En los aparatos pequeños, la barra de antena está fija y es el receptor entero el que hay que orientar. Se utilizan también cuadros de aire enrollados en hélice sobre un cilindro o en espiras rectangulares juntas, pero el cuadro de baja impedancia con paso amplificador sigue siendo el mejor sistema, si no el más estético.

Antenas de ferrita

Los receptores de radiodifusión actuales emplean casi exclusivamente como colectores de ondas barras de ferrita sobre las que se enfilan las bobinas sintoni-

zadas en la frecuencia a recibir. Con este sistema se ha llegado a obtener una buena sensibilidad del receptor, un efecto antiparásito cierto y una autonomía del receptor para el que ya no tiene razón de existir los hilos de bajada de antena o de toma de tierra. Los receptores de transistores alimentados por pilas se pueden escuchar en cualquier lugar porque su caja contiene, en un volumen a veces muy restringido, todo lo necesario para su funcionamiento. Diremos algunas palabras sobre el principio en el que descansa el funcionamiento de las antenas "ferrita".

Sabemos que se puede estudiar un campo magnético, en cuanto a su topografía, por la formación de "espectros magnéticos" que ponen en evidencia las líneas de campo por limaduras de hierro. En el espacio donde existe un campo de inducción magnética "uniforme", el campo tiene la misma intensidad en todos los puntos del espacio y las líneas de campo son paralelas.

Si en este espacio homogéneo, caracterizado por su permeabilidad magnética y en el que existe el campo uniforme, se introduce un cuerpo de permeabilidad

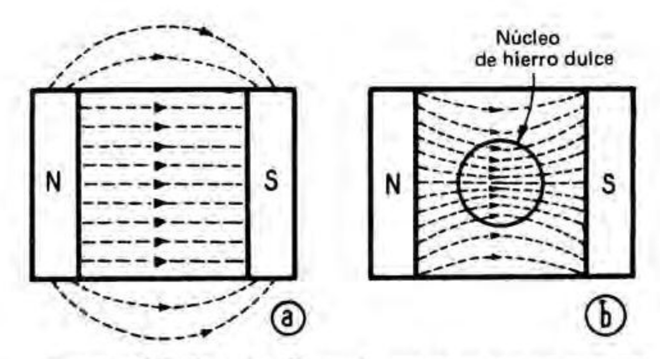


Figura 12.2. *En b las líneas de campo se curvan para pasar por dentro del núcleo de material ferromagnético.*

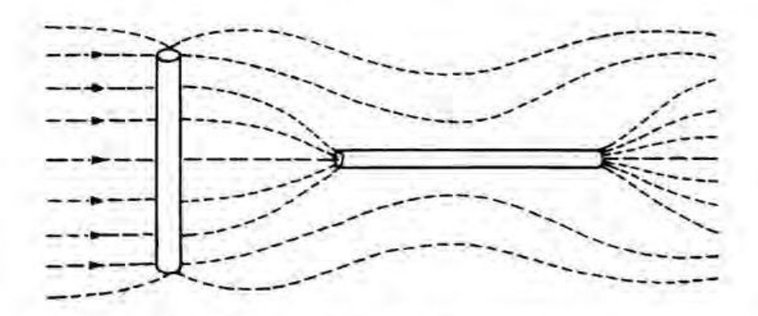


Figura 12.3. *La barra de ferrita sólo es eficaz cuando es paralela a las líneas de campo, pues éstas pueden efectuar un recorrido más largo en ella.*

diferente, se observa una deformación de las líneas de campo, que tienden a aumentar su densidad en el medio dotado de mayor permeabilidad magnética.

Se puede considerar que existen dos clases de sustancias: las que no son magnéticas y que tienen todas una permeabilidad igual a la del vacío y las sustancias llamadas "ferromagnéticas", caracterizadas por su permeabilidad relativa, que es la relación entre su permeabilidd y la de las sustancias no magnéticas. Esta permeabilidad relativa, designada por μr, caracteriza la eficacia de una sustancia ferromagnética. El flujo de inducción, que condiciona los fenómenos magnéticos y de inducción, es proporcional a dicha permeabilidad. Se podría decir que si por una sección dada de una sustancia no magnética pasa una línea de campo, pasarán 1,000 líneas por la misma sección de una sustancia en la que $\mu r = 1{,}000$, y a igual flujo haría falta una sección mil veces mayor de sustancia no magnética para obtener el mismo resultado que con la sustancia de permeabilidad 1,000.

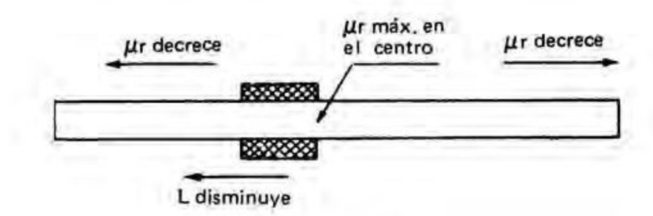


Figura 12.4.

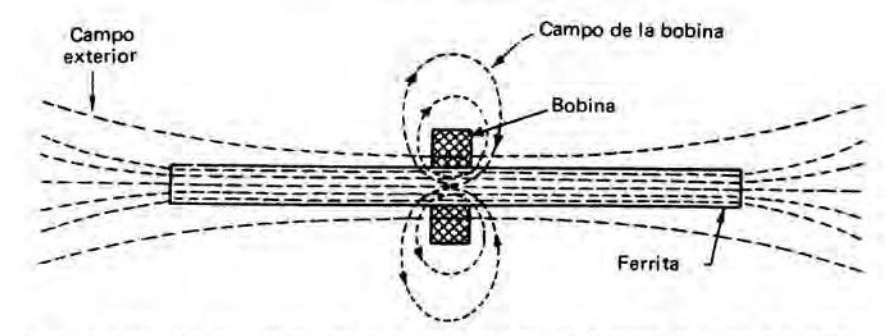


Figura 12.5. *La influencia de la permeabilidad de la barra es grande para el campo del emisor, pero es de poca importancia en el aumento de la inductancia de la bobina, pues las líneas de campo efectúan un recorrido muy reducido en la barra, teniendo lugar en el aire la mayor parte de este recorrido.*

Existen variedades de hierro al níquel (mumetal) en las que μr alcanza 200,000, pero estos materiales no son utilizables para frecuencias que excedan de algunas decenas de kHz. En las frecuencias de radio se emplean ferritas, sustancias magnéticas a base de óxidos de aluminio y de metales como níquel, zinc, manganeso, magnesio y cobre, de los que ciertos tipos son eficaces incluso en frecuencias de algunos cientos de MHz.

Para los colectores de ondas se utilizan las barras de ferrita hasta frecuencias de unos 2 MHz.

Las líneas de campo, que se deforman para pasar por dentro de la ferrita, en la que se encuentran, al parecer, "más cómodas" que en aire, sólo pasarán si les "vale la pena"; dicho de otro modo, si la parte de líneas de campo situada en la ferrita ha de ser la mayor posible. La barra de ferrita habrá de tener pues, su eje en la misma dirección de las líneas de campo.

Si la barra tiene 1 cm de diámetro y 20 cm de longitud, habrá 20 cm de líneas de campo en la ferrita si su eje es paralelo a las líneas de campo, y 1 cm solamente en el centro si el eje es perpendicular a las líneas de campo.

Esto explica la necesidad de orientar las barras para buscar la mejor recepción posible. Como las líneas de campo forman círculos concéntricos cuyo centro está ocupado por la antena emisora, en un punto dado son perpendiculares a la dirección de la estación emisora; por tanto, habrá que orientar la barra en dirección este-oeste si la dirección del emisor es norte-sur.

Se observa que es en el centro de la barra donde la permeabilidad relativa es mayor. Como la inductancia de la bobina es proporcional a μr, se podrá reducir la inductancia de la bobina y ajustar su valor haciéndola deslizar hacia uno u otro de los extremos. En general hay varias bobinas sobre la ferrita, una para las P.O. y otra para las G.O. y sólo es posible desplazar una y otra hacia uno solo de los extremos.

Por otra parte se observa que la permeabilidad de la barra en el centro es tanto mayor y se aproxima tanto más a la permeabilidad relativa máxima de la ferrita medida en un circuito magnético cerrado, cuanto mayor sea la razón de

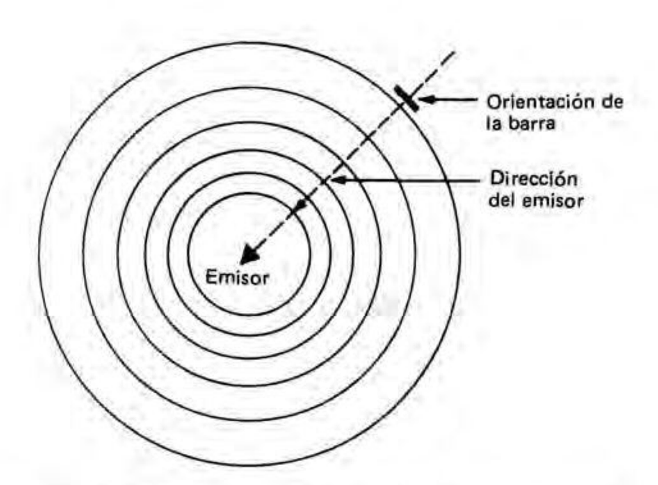


Figura 12.6. *La barra debe orientarse perpendicularmente a la dirección del emisor para quedar paralela a las líneas de campo.*

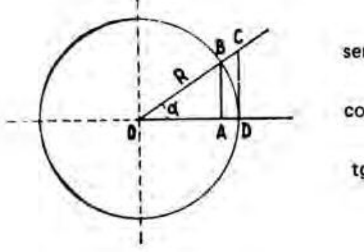
la longitud de la barra a su diámetro. Un valor corriente de la razón l/d es 20, para la cual el valor de μr se sitúa en torno a un valor medio de 100 a 150.

Estando definida la inductancia de la bobina por la frecuencia de la emisión que se desea captar y el valor de la capacidad del condensador que ha de asegura la resonancia, el hecho de introducir la ferrita en la bobina obliga a reducir el número de espiras de ésta respecto al que sería necesario para una bobina sin ferrita.

Como la tensión inducida en la bobina es proporcional a la inductancia, parecería que no tiene interés utilizar un colector de ferrita. En realidad hay que distinguir entre la función que realiza la ferrita en la concentración de las líneas de campo procedentes de la emisión recibida y la que realiza en el valor de la inductancia de la bobina. El campo de inducción de la bobina tiene forma de toro cuya parte axial estaría ocupada por la bobina, y la mayor parte de las líneas de campo queda en el aire y no en la ferrita, la cual sólo desempeña su papel en el centro de la bobina. La permeabilidad media para estas líneas de campo, teniendo en cuenta su recorrido en el aire y en la ferrita, es relativamente baja, inferior a 10, y la reducción del número de espiras es, pues, mucho menor que si interviene la permeabilidad de la barra valedera para el campo incidente. Por ello se obtiene una ganancia cierta con la utilización de la antena de ferrita, ganancia que será tanto mayor cuanto menos intervenga la ferrita en el valor de la inductancia de la bobina; una bobina plana será más favorable que una bobina larga.

En cuanto a su efecto antiparásito, se debe al hecho de que los parásitos se manifiestan casi exclusivamente en forma de campos eléctricos (electrostáticos) y que la ferrita no tiene ninguna propiedad especial en lo que concierne a estos campos.

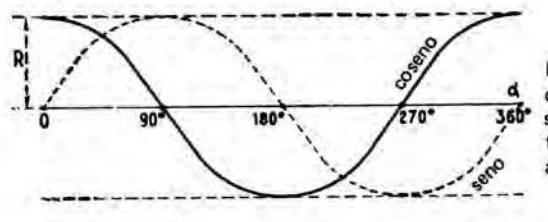
Nociones de trigonometría



$$\text{sen } \alpha = \frac{AB}{R}$$

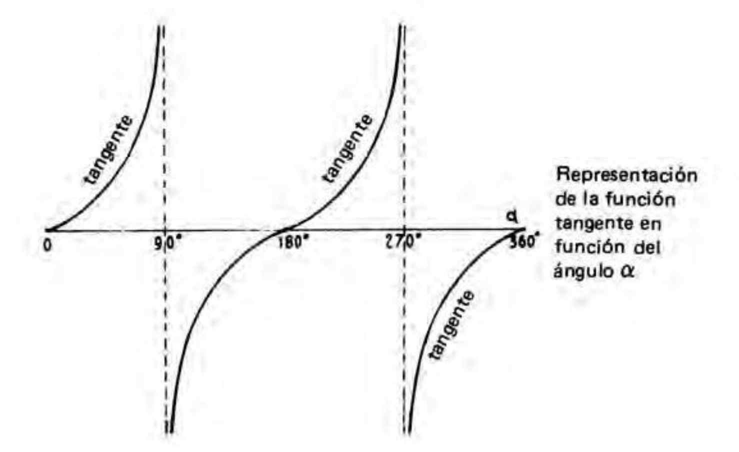
$$\cos \alpha = \frac{OA}{R}$$

$$\text{tg } \alpha = \frac{CD}{R} = \frac{\text{sen } \alpha}{\cos \alpha}$$



Representación de las funciones seno y coseno en función del ángulo α

A



Representación de la función tangente en función del ángulo α

Nociones de electricidad

Corriente continua

Ley de Ohm: $V = RI$ (V en voltios, R en ohmios, I en amperios).

Potencia: $W = RI^2 = V^2/R$ (W en vatios).

Resistencia de un conductor: $R = \rho\, l/S$ (R en ohmios, ρ en ohmios por cm de longitud y cm^2 de sección, l en cm, s en cm^2).

Resistencias en serie: $R = R_1 + R_2$.

Resistencias en paralelo: $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$, $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Corriente alterna

Inductancia: en serie, $L = L_1 + L_2$; en paralelo: $\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$.

Capacidad C: en serie,; $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$ en paralelo, $C = C_1 + C_2$

Reactancia de una self-inductancia: $L\omega$.

Reactancia de una capacidad: $1/C\omega$.

Resonancia para $\omega^2 LC = 1$, o $T = 2\pi\sqrt{LC}$; $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; $\omega = 2\pi f$.

(f = frecuencia en hertzios, L en henrios, C en faradios).

A

Resistencia e inductancia en serie:

impedancia resultante, $Z = \sqrt{R^2 + L^2\ \omega^2}$;

desfase, $\cos\varphi = \dfrac{R}{\sqrt{R^2 + L^2\ \omega^2}}$

Resistencia y capacidad en serie:

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\ \omega^2}};\quad \cos\varphi = \frac{R}{\sqrt{R + \frac{1}{C^2\ \omega^2}}}$$

Resistencia, inductancia y capacidad en serie:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2};\quad \cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

Resistencia e inductancia en paralelo:

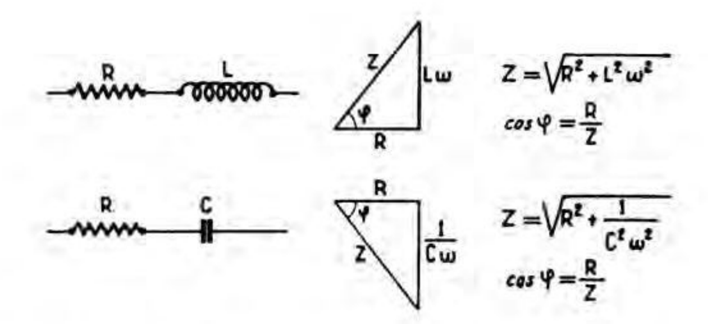
impedancia resultante:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{L^2\ \omega^2}}};\quad \cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

Resistencia y capacidad en paralelo:

impedancia equivalente:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + C^2\ \omega^2}};\quad \cos\varphi = \frac{R}{Z}$$



$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{L^2\omega^2}}}$$

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + C^2\omega^2}}$$

Corriente eficaz: $I_e = \frac{I\ \text{máxima}}{\sqrt{2}}$

Tensión eficaz: $V_e = \frac{V\ \text{máx.}}{\sqrt{2}}$

Potencia vatiada: $V_e \cdot I_e \cdot \cos\varphi$

Potencia desvatiada: $V_e \cdot I_e \cdot \text{sen}\,\varphi$

Longitud de onda λ : camino recorrido por una onda durante un período (a la velocidad de la luz, o sea a 300.000 km por segundo).

Período T: duración de una oscilación completa en segundos.

Frecuencia f: número de oscilaciones completas por segundo.

Pulsación: ω. Se tienen las relaciones siguientes:

$$\lambda m = \frac{300\ 000\ 000}{f\text{hertzios}} = \frac{300}{f\text{MHz}}$$

$$T = \frac{1}{f}$$

$$\omega = 6{,}28\ f$$

A

Imaginarias

Si un vector orientado tiene por valor $+ a$ y se le hace girar 180°, se convierte en $- a$. El giro de 180° corresponde a una multiplicación por $- 1$.

$$+ a (- 1) = - a$$

Un giro de 90° se traduce en una multiplicación por $\sqrt{-1}$, que es el número j, base del cálculo imaginario. Orientando el sentido de rotación, multiplicar por j equivaldría a hacer girar el vector 90° en sentido positivo, y multiplicar por $-j$, equivaldrá a hacerle girar 90° en sentido contrario. La expresión $R + j L \omega$ significa que el vector $j L \omega$ es perpendicular al vector R girando en sentido positivo.

$R - j/C\omega$ significa que el vector $1/C\omega$ es perpendicular a R, pero en sentido inverso del anterior.

Mediante este convenio, se pueden aplicar a la corriente alterna las mismas leyes que se aplican a la corriente continua.

El decibelio

La razón de las potencias se expresa en *decibelios* (en abreviatura dB).

Si un amplificador recibe una potencia W_e en la entrada y da en la salida una potencia W_s, la razón de las potencias es W_s/W_e; también es la ganancia en potencia.

Si esta ganancia es igual a 100, la amplificación no dará la impresión de ser 100 veces más potente; la proporción de los efectos fisiológicos producida por el amplificador será igual al logaritmo de aquella razón.

El logaritmo decimal de la razón W_s/W_e se expresa en belios, pero se emplea su submúltiplo, el decibelio, que es su décima parte.

Damos una tabla que permite convertir razones de potencias en decibelios y recíprocamente. Como frecuentemente es la razón de las tensiones, y no la de la potencias, la que es interesante, damos también la relación entre decibelios y razones de tensiones. Siendo la potencia proporcional al cuadrado de la tensión, se tiene

$$\log \frac{W_s}{W_e} = 2 \log \frac{V_s}{V_e} \quad \text{y} \quad \log \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{2} \log \frac{W_s}{W_e}$$

Razones de potencia y de tensión o corriente y decibelios

dB	Ganancia en potencia	Ganancia en tensión o corriente	Debilitamiento en potencia	Debilitamiento en tensión o corriente
1	1,26	1,12	0,79	0,89
2	1,58	1,26	0,63	0,79
3	1,99	1,41	0,5	0,7
4	2,51	1,58	0,4	0,63
5	3,16	1,78	0,31	0,56
6	3,98	1,99	0,25	0,5
7	5,01	2,24	0,2	0,44
8	6,31	2,51	0,16	0,40
9	7,94	2,82	0,12	0,35
10	10	3,16	0,10	0,31
11	12,6	3,55	0,079	0,28
12	16	4	0,0625	0,25
13	20	4,47	0,05	0,224
14	25	5	0,04	0,2
15	32	5,65	0,031	0,177
16	40	6,32	0,025	0,158
17	50	7,07	0,02	0,141
18	63	7,95	0,0156	0,126
19	80	8,94	0,0125	0,112
20	100	10	0,01	0,1
30	1 000	31,6	0,001	0,03
40	10 000	100	0,0001	0,01
50	100 000	316	0,00001	0,003

Una ganancia de 20 dB corresponde a una razón de potencias de 100, porque 10 log 100 = 20 (10 procede de que 1 belio = 10 decibelios) y a una razón de tensiones de 10, ya que

$$\frac{1}{2}\,10 \log 100 = 10$$

Las ganancias en dB se suman y las pérdidas se restan. Los logaritmos dan la vetaja de sustituir las multiplicaciones por sumas, las divisiones por estas, etc.

Si se tiene una ganancia de 5 dB, la potencia queda multiplicada por 3,16 y la tensión o la corriente por 1,78. Si se tiene una pérdida de 5 dB, la potencia queda dividida por 3,16 o multiplicada por 0,31; la tensión o la corriente quedan divididas por 1,78 o multiplicadas por 0,56.

Otras obras afines

publicadas por 

ANTENAS PARA LA BANDA DE DOS METROS. *Judd.*

Está destinado a los que actualmente usan la banda de 2 metros, hoy tan popular.

Cubre los fundamentos de la propagación, las líneas de transmisión y su adaptación a las antenas.

ANTENAS DE FÁCIL MONTAJE. Radio y TV. *Tech.*

Muestra las posibilidades para construir antenas de gran calidad de recepción, sin necesidad de conocimientos técnicos especiales. Los materiales se han escogido de tal manera que pueden ser adquiridos fácilmente y a precios asequibles.

TODO SOBRE ANTENAS DE TV. *Gill.*

Libro eminentemente práctico y accesible a todos los lectores. A través de su contenido, cualquiera podrá ejecutar toda clase de instalaciones de antenas, simples o complejas, y obtener el mejor rendimiento de las mismas.

TV VÍA SATÉLITE. *Ojeda.*

Analiza, de un modo claro y sin utilizar tecnicismos que puedan resultar complejos y cansar al lector, desde la puesta en órbita del satélite a la recepción, instalación y distribución de la señal que este satélite envía a la Tierra.

TELEVISIÓN FUNDAMENTAL. T. 3. *Carretié.*

Trata de cuanto se relaciona con las antenas de televisión: Antenas individuales y colectivas. Cálculo de las instalaciones. Datos técnicos. Materiales para la instalación.

LAS ANTENAS

Esta obra mantiene el criterio, sobre todo, de poner al alcance del lector los grandes principios que rigen el funcionamiento de las antenas, de tal manera, que permite a aficionados y profesionales realizar y poner a punto los numerosos dispositivos que se describen para lograr una variedad de antenas cuya puesta en práctica y resultados han sido largamente experimentados en cada modalidad.

Se trata de una verdadera enciclopedia sobre antenas que cubre ampliamente los deseos o necesidades de emisores y receptores, permitiéndoles mejorar sus prestaciones y confeccionar su particular sistema de antena, para lo cual, el libro ofrece una gama muy extensa, tanto de componentes, esquemas y datos; todo ello, basándose en las ejecuciones más sencillas, prácticas y de elementos cuyo coste resulte realmente ventajoso en su ejecución.


ISBN 84-283-1835-2
9 788428 318358



International Thomson Publishing Paraninfo

http://www.paraninfo.es